



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
BARCELONATECH

---

Escola Superior d'Enginyeries Industrial,  
Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa

# ***IMPLEMENTACIÓ D'ALGORISMES DE SEGUIMENT DEL PUNT DE MÀXIMA POTÈNCIA EN PLATAFORMA RASPBERRY PI***

---

TREBALL FINAL DE GRAU

GRAU EN ENGINYERIA EN TECNOLOGIES INDUSTRIALS

---

***MEMÒRIA***

**Autor:** Mateu Calafat Perelló

**Director:** Joan Ferran Salaet Pereira

**Data d'entrega:** 30 de Setembre del 2019

**Convocatòria:** QP2018-2019 (Pròrroga)

I declare that,

the work in this Degree Thesis is completely my own work,

no part of this Degree Thesis is taken from other people's work  
without giving them credit,

All references have been clearly cited.

I understand that an infringement of this declaration leaves me subject to  
the foreseen disciplinary actions by *The Universitat Politècnica de  
Catalunya - BarcelonaTECH*

*A ma mare per ensenyar-me a veure la llum quan hi ha fosc. Al meu pare, per ensenyar-me que a la vida no s'ha de tenir por de res i s'ha de tenir voluntat per tot. Gràcies als dos haver-me inculcat la curiositat i les ganes d'aprendre.*

*A n'en Joan Salaet per ensenyar-me tant, i sobretot per fer-me veure que a vegades, el pitjor enemic som nosaltres mateixos, i això, té fàcil solució.*

*No oblidar a n'en Joan Carles Pineda, per aguantar-me tantes hores al laboratori, i donar-me un cop de mà sempre que ho he necessitat.*

*Finalment, agrair a tots aquells companys de classe i de pis, i també als amics, els que hi són i els que no, per haver influït d'una manera o altra a ser qui sóc i a on he arribat.*

## TAULA DE CONTINGUTS

<b>ÍNDIX DE FIGURES</b>	<b>4</b>
<b>ÍNDIX DE TAULES</b>	<b>5</b>
<b>RESUM/ABSTRACT</b>	<b>6</b>
<b>1. INTRODUCCIÓ</b>	<b>7</b>
1.1 OBJECTE	7
1.2 ABAST	7
1.3 REQUERIMENTS	7
1.4 JUSTIFICACIÓ	7
<b>2. SEGUIMENT DEL PUNT DE MÀXIMA POTÈNCIA</b>	<b>9</b>
2.1 GENERADOR FOTOVOLTAIC, CORBA P-V	9
2.2 ALGORISMES MPPT, ESTAT DE L'ART	13
<b>3. PLATAFORMA EXPERIMENTAL</b>	<b>17</b>
3.1 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK)	17
3.1.1 FUNCIONAMENT D'UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK COMMUTAT	19
3.1.2 CONSTRUCCIÓ DEL CONVERTIDOR EXPERIMENTAL	27
3.1.3 SIMULACIÓ DEL CONVERTIDOR I PÈRDUES EN EL MOSFET	32
3.1.4 MUNTATGE I PROVES DE FUNCIONAMENT	37
3.1.5 ADAPTACIÓ DEL CONVERTIDOR PER A L'APLICACIÓ	40
3.2 PLATAFORMA RASPBERRY PI 2	42
3.2.1 MICROCOMPUTADOR RASPBERRY PI 2	43
3.2.2 ALGORISMES MPPT	63
<b>4. RESULTATS EXPERIMENTALS</b>	<b>66</b>
4.1 OBTENCIÓ DE CORBES P-V	68
4.2 FUNCIONAMENT DELS ALGORISMES IMPLEMENTATS	71
4.3 TEST DE VELOCITAT DE RESPOSTA	73
<b>5. PRESSUPOST</b>	<b>74</b>
<b>6. ASPECTES TEMPORALS</b>	<b>76</b>
<b>7. CONCLUSIONS</b>	<b>77</b>
<b>REFERÈNCIES</b>	<b>78</b>
<b>BIBLIOGRAFIA DE FIGURES</b>	<b>80</b>

## ÍNDEX DE FIGURES

FIGURA 1 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNA CÈL·LULA SOLAR IDEAL (1) .....	9
FIGURA 2 OBTENCIÓ DE LA CORBA CARACTERÍSTICA I-V (1) .....	10
FIGURA 3 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNA CÈL·LULA SOLAR REAL (2) .....	10
FIGURA 4 EFECTES DE LA RESISTÈNCIA EN SÈRIE $R_s$ (ESQUERRA) I DE LA RESISTÈNCIA EN PARAL·LEL $R_{sh}$ (DRETA) A LA CORBA I-V (3).....	11
FIGURA 5 CORBES CARACTERÍSTIQUES I-V I P-V D'UNA CÈL·LULA FOTOVOLTAICA (4).....	12
FIGURA 6 POSSIBLE ESQUEMA ELÈCTRIC PER A ALGORISME DE FRACCIÓ DE CORRENT DE CURT-CIRCUIT.....	14
FIGURA 7 ESQUEMA BÀSIC D'UN CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR (4).....	18
FIGURA 8 ESQUEMA BÀSIC D'UN CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (4) .....	18
FIGURA 9 ESQUEMA BÀSIC CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (A). CONVERTIDOR REDUCTOR EN ESTAT ON (B). CONVERTIDOR REDUCTOR EN ESTAT OFF (C) (5).....	19
FIGURA 10 TRES EXEMPLES DE MODULACIÓ PER AMPLADA DE POLSES (PWM) JUNTAMENT AMB ELS VALORS MITJANS OBTINGUTS (11).....	20
FIGURA 11 SENYAL PWM (SUPERIOR). INTENSITAT QUE CIRCULA A TRAVÉS DE LA BOBINA (INFERIOR) (5) .....	22
FIGURA 12 TENSÍO A LA BOBINA (SUPERIOR). INTENSITAT A LA BOBINA I INTENSITAT MITJANA A LA CÀRREGA (ENTREMIG). INTENSITAT AL CONDENSADOR (INFERIOR) (5) .....	24
FIGURA 13 ESQUEMA D'UN CIRCUIT DE CONTROL PER A UN MOSFET UTILITZANT LA TÈCNICA DE BOOTSTRAP (6) .....	26
FIGURA 14 ESQUEMA INTERN D'UN CIRCUIT INTEGRAT IR2118 (6) .....	27
FIGURA 15 INDUCTOR .....	27
FIGURA 16 GRUP DE CONDENSADORS D'ENTRADA .....	28
FIGURA 17 GRUP DE CONDENSADORS DE SORTIDA .....	28
FIGURA 18 IRF540N AMB DISSIPADOR .....	29
FIGURA 19 DÍODE SB560 .....	29
FIGURA 20 MÒDUL DEL DRIVER IR2118.....	31
FIGURA 21 ESQUEMA DEL LEVEL SHIFTER. LÒGICA DE 3.3V A LÒGICA DE 12 V. ....	31
FIGURA 22 MÒDUL DEL LEVEL SHIFTER .....	32
FIGURA 23 ESQUEMA ELÈCTRIC DEL CONVERTIDOR BUCK DISSENYAT.....	32
FIGURA 24 $V_{IN}=30\text{ V}$ $DC=75\%$ .....	33
FIGURA 25 $V_{IN}=30\text{ V}$ $DC=50\%$ .....	33
FIGURA 26 IMPEDÀNCIA TRANSITÒRIA NORMALITZADA (7).....	36
FIGURA 27 DISSIPADOR DE 17 K/W COMPATIBLE AMB L'ENCAPSULAT TO-220 (8) .....	36
FIGURA 28 PLANXA PERFORADA D'ALUMINI ANODITZAT. DIAMETRE FORATS: 3 MM, ESPESSOR: 0.8 MM (9).....	38
FIGURA 29 TENSÍO D'ALIMENTACIÓ = 11.9 V, $DC = 50\%$ .....	38
FIGURA 30 TENSÍO D'ALIMENTACIÓ = 19.8 V, $DC = 75\%$ .....	39
FIGURA 31 COMPONENT ALTERNA DE LES SENYALS D'ENTRADA (SENYAL 1) I DE SORTIDA (SENYAL 2) .....	39
FIGURA 32 RECOMANACIÓ PER A CÀRREGA DE BATERIES (10) .....	40
FIGURA 33 MÒDUL DEL CIRCUIT DE CONTROL PER AL MOSFET AMB LES MODIFICACIONS PERTINENTS.....	41
FIGURA 34 ESQUEMA ELÈCTRIC FINAL DEL DRIVER.....	41
FIGURA 35 ESQUEMA BÀSIC DE CONNEXIÓ DE PANells PV A UNA BATERIA MITJANÇANT UN REGULADOR MPPT .....	42
FIGURA 36 PRINCIPALS COMPONENTS DE LA RASPBERRY PI 2 (12) .....	43
FIGURA 37 INFORMACIÓ DETALLADA SOBRE ELS PINS DE RASPBERRY PI 2 (13).....	44
FIGURA 38 CAPTURA DE PANTALLA DEL PROGRAMA PUTTY.....	45
FIGURA 39 SCRIPT PER A ATORGAR ELS PERMISOS NECESSARIS PER AL HARDWARE PWM .....	47
FIGURA 40 CONFIGURACIÓ MANUAL DELS FITXERS. $DC=50\%$ , $F=25\text{ kHz}$ .....	47
FIGURA 41 CAPTURA DE PANTALLA DE LA CARPETA /SYS/CLASS/PWM/PWMCHIP0/PWM0 .....	48
FIGURA 42 PWM PER HARDWARE. $DC=25\%$ , $F=25\text{ kHz}$ .....	48
FIGURA 43 ESQUEMA HP2611 I LM7805 .....	50
FIGURA 44 MÒDUL OPTOACOBLADOR .....	50
FIGURA 45 MÒDUL LM7805 .....	50
FIGURA 46 ESQUEMA D'UN SISTEMA DE PROTOCOL SPI (4).....	51
FIGURA 47 ESQUEMA D'UN SISTEMA DE PROTOCOL I2C (14) .....	52

FIGURA 48 CLASSIFICACIÓ DELS BITS EN UNA TRANSMISSIÓ DE DADES PER I2C (14)	52
FIGURA 49 CLASSIFICACIÓ DELS BITS EN UN PAQUET DE TRANSMISSIÓ UART (15)	53
FIGURA 50 ONA DE PROVA GENERADA DE 10 Hz I AMPLITUD DE 1 V	56
FIGURA 51 TEST ADS1015 FCLK = 400KBPS	57
FIGURA 52 TEST ADS1015 FCLK = 100 KBPS	57
FIGURA 53 SENSOR DE CORRENT ACS715 MUNTAT EN PCB (16)	58
FIGURA 54 ESQUEMA ELÈCTRIC DEL CIRCUIT QUE OFEREIX (16)	59
FIGURA 55 ESQUEMA DEL SENSOR DE TENSIO DE DOS DIVISORS	60
FIGURA 56 SIMULACIÓ DEL SENSOR DE TENSIO DISSENYAT	61
FIGURA 57 MÒDUL SENSOR DE VOLTATGE	62
FIGURA 58 DIAGRAMA DE FLUX DEL MÈTODE P&O (17)	63
FIGURA 59 DIAGRAMA DE FLUX DEL MÈTODE INCCOND (17)	65
FIGURA 60 ESQUEMA DEL SISTEMA FINAL. NOTA: NO HI REPRESENTATS NI EL SENSOR DE CORRENT ACS715, NI LA RASPBERRY, NI L'ADS1015.	66
FIGURA 61 PLATAFORMA EXPERIMENTAL	66
FIGURA 62 BATERIA S312/26 POWERFIT UTILITZADA PER L'EXPERIMENT.	67
FIGURA 63 MÒDULS SOLARS KC40T CONNECTATS EN SÈRIE	67
FIGURA 64 SISTEMA CONNECTAT I PREPARAT PER A SER POSAT EN FUNCIONAMENT	67
FIGURA 65 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 818 W/M <sup>2</sup> , 51C, 2019-09-26 12:56:47	68
FIGURA 66 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 838 W/M <sup>2</sup> , 60.3C, 2019-09-26 14:08:49	69
FIGURA 67 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 593 W/M <sup>2</sup> , 48C, 2019-06-26 10:43:59	69
FIGURA 68 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 817 W/M <sup>2</sup> , 59C, 2019-06-27 14:18:23	70
FIGURA 69 RESULTATS DE L'ALGORISME DE CONDUCTÀNCIA INCREMENTAL	71
FIGURA 70 RESULTATS DE L'ALGORISME P&O	71
FIGURA 71 TEST DE VELOCITAT DE RESPOSTA	73
FIGURA 72 DIAGRAMA INICIAL DE GANTT	76
FIGURA 73 DIAGRAMA FINAL DE GANTT	76

## ÍNDIX DE TAULES

TAULA 1 PARÀMETRES DE FUNCIONAMENT DEL CONVERTIDOR BUCK	27
TAULA 2 PARÀMETRES I CARACTERÍSTIQUES PER AL DISSENY DEL BOOTSTRAPING	30
TAULA 3 CÀLCUL DE PÈRDUES AL MOSFET	35
TAULA 4 RELACIÓ ENTRE SECCIÓ DE CABLEJAT I CORRENT MÀXIMA SUPORTABL FONT: COELETRIX	37
TAULA 5 CARACTERÍSTIQUES ELÈCTRIQUES DEL HP2611	49
TAULA 6 CARACTERÍSTIQUES TRANSITÒRIES DEL HP2611	49
TAULA 7 COMPARACIÓ DELS DIFERENTS PROTOCOLS DE COMUNICACIÓ	54
TAULA 8 COMPARACIÓ DE DIFERENTS CONVERTIDORS ANALÒGICS A DIGITALS (ADC)	54
TAULA 9 PARÀMETRES ELÈCTRICS KC40T. CONDICIONS STC	58
TAULA 10 OPCIONS DE GUANY (PGA SETTING)	59
TAULA 11 DISSENY DEL DIVISOR DE TENSIO	60
TAULA 12 CONDICIONS DE L'ALGORISME MPPT	64
TAULA 13 DESPLEGAMENT DELS COSTOS MATERIALS	74
TAULA 14 DESPLEGAMENT DELS COSTOS DE DESENVOLUPAMENT	75

## RESUM/ABSTRACT

Aquest treball parteix de la necessitat que té la societat d'avui en dia de desenvolupar-se d'una forma més sostenible i respectuosa amb el medi ambient, degut a la creixent emissió de gasos d'efecte hivernacle ( $\text{CO}_2$ ,  $\text{N}_2\text{O}$ ,  $\text{CH}_4$ , entre molts d'altres) provocat principalment per la crema de combustibles fòssils.

Actualment, ja s'estan començant a presenciar els primers efectes que aquest model de societat comporta: augment de la temperatura global, major nombre d'incendis i ones de calor extremes, el desgel dels pols...

Per tot això, és necessari posar èmfasis en el desenvolupament d'aquelles tecnologies i mètodes que permetin fer avançar la societat cap a un model més sostenible i menys contaminant.

Concretament, el projecte es centra en l'estudi de la utilització d'una targeta Raspberry PI, una plataforma de codi obert amb tecnologia de processadors *RISC* de 32 bits, per a ser programada amb uns algorismes de seguiment del punt de màxima potència (MPPT) que permeten optimitzar la potència extreta d'una instal·lació fotovoltaica.

Per altra banda, també interessa analitzar i observar els avantatges que aquesta plataforma de mini computadors pot oferir en la producció d'energia solar degut a la seva elevada relació potència/cost.

This work is based on the need of the modern society to develop itself in a more sustainable and respectful way with the environment, due to the increasing emissions of greenhouse gases ( $\text{CO}_2$ ,  $\text{N}_2\text{O}$ ,  $\text{CH}_4$ , among many) because of the use of fossil fuels.

Currently, the first effects of this society model are taking present: global temperature increase, greatest number of fires and extreme heat waves, melting poles...

Because of all of this questions, it is necessary to put emphasis on the development of all of this methods and technologies which will allow to build a more sustainable and less pollutant society.

Specifically, the project focuses on the study of the application of a Raspberry PI device, a platform of open source with technology of processors *RISC* of 32 bits, to be programmed with some algorithms of Maximum Power Point Tracking (MPPT) which allow the optimization of the extracted power on a photovoltaic system.

On the other hand, it will be very interesting to study the main benefits and advantages this device can offer due to its high power/price relation.

# 1. INTRODUCCIÓ

## 1.1 OBJECTE

El present projecte consisteix en la implementació d'algoritmes de seguiment del punt de màxima potència aplicats a un grup de panells fotovoltaics. Aquests algoritmes s'executaran en un mini ordinador *Raspberry PI*, i aplicaran una senyal PWM a un convertidor DC-DC reductor, el qual també serà dissenyat i construït en aquest treball, per tal de fer operar les plaques solars al seu punt de treball òptim.

## 1.2 ABAST

L'abast d'aquest projecte és el següent:

- Estudi i selecció del material i eines necessàries per al desenvolupament del treball.
- Estudi, disseny i implementació del convertidor reductor: càlcul inductàncies i capacitàncies, tria de components d'acord amb la potencia requerida i assemblatge/prototipatge del convertidor.
- Comprovació del correcte funcionament del convertidor construït. Avaluació de la qualitat de la resposta.
- Estudi i selecció dels sensors òptims d'acord amb el microprocessador utilitzat.
- Programació del microprocessador *Raspberry PI* amb el sistema operatiu *Raspbian*. Generació de senyal PWM i implementació dels algoritmes d'optimització.
- Comprovació del correcte funcionament del sistema de recol·lecció de dades.
- Provar el sistema en llaç obert.
- Provar el sistema tancant el llaç mitjançant els algoritmes.

## 1.3 REQUERIMENTS

Els requeriments que el present estudi ha de satisfer són els descrits a continuació:

- El pressupost ha de ser el més reduït possible.
- El sistema ha de ser capaç de suportar corrents i potències generades de dos panells KC40T connectats en sèrie.
- La commutació del convertidor ha de ser d'una freqüència superior a 20 kHz.
- El sistema ha d'incloure tots aquells elements necessaris per a la protecció contra curtcircuits, sobrecàrrega. El sistema digital ha d'estar protegit també del sistema de potència.

## 1.4 JUSTIFICACIÓ

Avui en dia l'energia solar fotovoltaica està començant a agafar una força considerable en el mercat, tant a nivell domèstic, públic com industrial. És per això que són tan importants tots aquells estudis i tecnologies que permeten millorar la tecnologia fotovoltaica i augmentar la seva producció, així com reduir el seu cost.

El present estudi es basa en comprovar la viabilitat tan tècnica com econòmica de la construcció de reguladors *MPPT* mitjançant la plataforma de codi obert *Raspberry PI*, donat el seu gran impacte i difusió que estan generat degut al microprocessador RISC de 32 bits que incorporen.



Aquesta tecnologia de microcontroladors destaca per el seu disseny simple de pocs transistors, que permet que siguin més eficients, menys costosos i més potents.

La finalitat d'aquesta idea és la d'aconseguir integrar l'optimització d'energia fotovoltaica amb els avantatges que aquests mini-ordinadors ofereixen: connexió remota, sistema de codi obert, cost reduït...

Per altra banda, el disseny i el muntatge d'aquest sistema podria ser utilitzat en el futur per finalitats docents i acadèmiques. Posteriorment es podria observar l'evolució de la tecnologia i les seves prestacions i estudiar nous camps d'aplicació.

Finalment, aquest projecte podria servir de referent per a futurs projectes universitaris relacionats amb aquesta temàtica.

## 2. SEGUIMENT DEL PUNT DE MÀXIMA POTÈNCIA

La naturalesa de la tecnologia de producció d'energia fotovoltaica provoca que no sempre es pugui aprofitar al màxim aquesta font d'energia. Per aquest motiu existeixen processos que s'encarreguen de maximitzar la potència extreta de panells fotovoltaics. Aquesta funció es coneix com a seguiment del punt de màxima potència (o *maximum-power-point-tracking*, *MPPT*).

En aquest segon capítol, s'explica com funciona un generador fotovoltaic a partir del seu circuit equivalent i es mostra d'on prové la necessitat del MPPT.

Per altra banda, s'exposen també un grapat d'exemples d'algoritmes que avui en dia existeixen a la literatura.

### 2.1 GENERADOR FOTOVOLTAIC, CORBA P-V

El circuit equivalent d'una cèl·lula solar ideal consisteix en una font de corrent (la qual depèn de les condicions d'irradiació) connectada en paral·lel amb un díode:

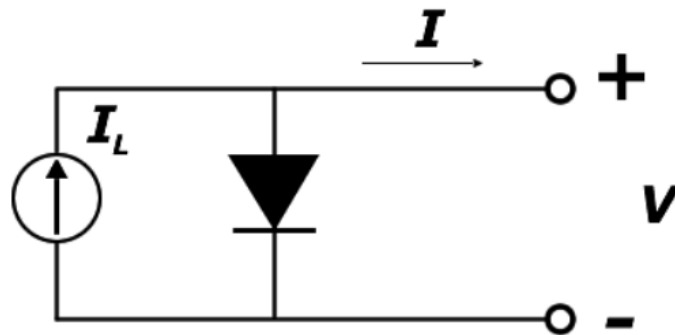


FIGURA 1 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNA CÈL·LULA SOLAR IDEAL (1)

Això vol dir que el corrent extret d'aquest sistema és el corrent generat per la font de corrent  $I_L$  menys el corrent perdut a través del díode  $I_D$ :

$$I_L - I_D = I \quad [1]$$

El corrent que circula a través del díode es pot obtenir a partir de l'equació de *Shockley*:

$$I_D = I_0 \left[ e^{\left( \frac{V_D}{nV_T} \right)} - 1 \right] \quad [2]$$

D'aquesta manera, es pot analitzar gràficament com serà la corba característica I-V:

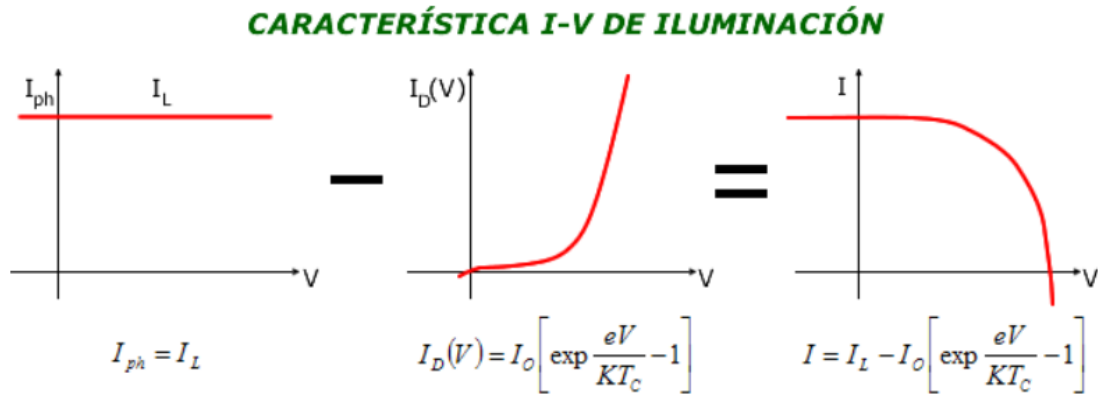


FIGURA 2 OBTENCIÓ DE LA CORBA CARACTERÍSTICA I-V (1)

Malauradament, els panells solars presenten unes certes no idealitats degudes a les unions i connexions elèctriques que provoquen una petita caiguda de tensió. Aquesta és la resistència en sèrie,  $R_s$ .

Per altra banda, els díodes reals tenen una resistència en paral·lel d'alt valor que provoca un corrent de fuga de petita magnitud. Aquesta és la resistència en paral·lel o resistència *shunt*,  $R_{sh}$  o  $R_p$ :

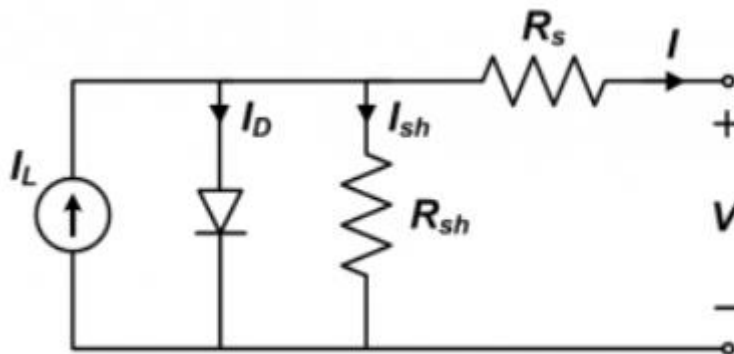


FIGURA 3 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNA CÈL·LULA SOLAR REAL (2)

Tenint en compte aquestes imperfeccions, el model equivalent d'una cèl·lula solar pren la forma de la fig. 3.

Si s'analitza el corrent generat  $I_L$  en funció de la resta d'elements s'obté el següent:

$$V_D = V + RI_s \rightarrow I_D = I_0 \left[ e^{\left( \frac{V+RI_s}{nV_T} \right)} - 1 \right] \quad [3]$$

Així, el corrent extret  $I$ , serà el corrent generat  $I_L$  menys el corrent perdut a través del díode  $I_D$ , menys el corrent perdut a través de  $R_{sh}$ :

$$I_L - I_D - I_{sh} = I \quad [4]$$

Per altra banda, la intensitat que circula a través del díode variarà lleugerament respecte al cas ideal:

$$I_D = I_0 \left[ e^{\left( \frac{V+RI_s}{nV_T} \right)} - 1 \right] \quad [5]$$

La intensitat perduda a través de la resistència en paral·lel serà la següent:

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V + RI_s}{R_{sh}} \quad [6]$$

Finalment es pot escriure l'expressió final que relaciona el corrent extret,  $I$ , amb la tensió en borns,  $V$ :

$$I = I_L - I_0 \left[ e^{\left( \frac{V+RI_s}{nV_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + RI_s}{R_{sh}} \quad [7]$$

L'efecte de que provoquen aquestes dues resistències sobre les corbes característiques de la cèl·lula sola es poden comprovar a la fig. 4, que com es pot observar causen una modificació del pendent respecte el punt de corrent de curt-circuit ( $-1/R_{sh}$ ) i respecte el punt de tensió de circuit obert ( $-1/R_s$ ).

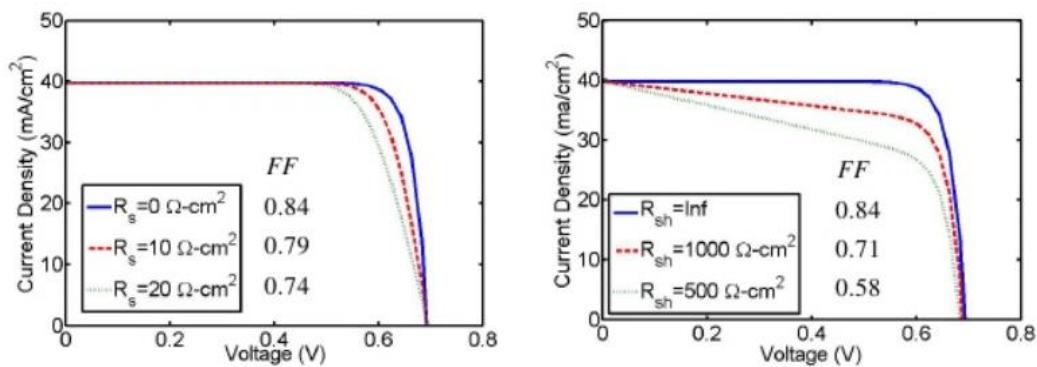


FIGURA 4 EFECTES DE LA RESISTÈNCIA EN SÈRIE  $R_s$  (ESQUERRA) I DE LA RESISTÈNCIA EN PARAL·LEL  $R_{sh}$  (DRETA) A LA CORBA I-V (3)

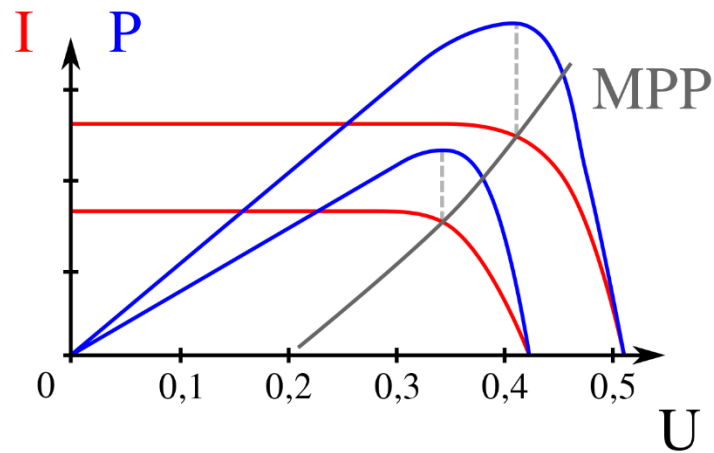


FIGURA 5 CORBES CARACTERÍSTIQUES I-V I P-V D'UNA CÈL·LULA FOTOVOLTAICA (4)

Per altra banda, si es multiplica la tensió per la intensitat per tal d'obtenir la potència, i es representa aquesta en funció del voltatge, s'obté la gràfica de la fig. 5.

Com es pot observar en la fig. 5, la naturalesa física d'una cèl·lula solar provoca que existeixi un punt de màxima potència a la seva corba característica P-V. Aquí és on apareix la necessitat de la utilització de diferents mètodes per tal d'aconseguir que un sistema fotovoltaic sigui capaç de generar sempre aquesta potència màxima.

La finalitat del projecte en qüestió és la de forçar un grup de panells fotovoltaics a funcionar en aquest punt òptim mitjançant l'ús d'algoritmes MPPT programats en una placa *Raspberry PI v.2*.

## 2.2 ALGORISMES MPPT, ESTAT DE L'ART

Els diferents algorismes que actualment existeixen a la literatura de seguiment de punt de màxima potència es poden classificar en tres grans blocs en funció del tipus de control que s'aplica: mètodes indirectes, mètodes directes i mètodes basats en tècniques d'intel·ligència artificial (1).

### MÈTODES INDIRECTES:

Són tots aquells algorismes que són capaços de trobar el MPP a partir de valors o dades que es coneixen a priori o que es poden obtenir empíricament. Aquests mètodes no ofereixen un resultat exacte sinó que una aproximació. El canvi en les condicions atmosfèriques o dels panells solars provoquen una disminució de la seva fiabilitat.

Alguns exemples d'aquests mètodes són:

- **CORBA CARACTERÍSTICA FITADA**

Aquest mètode s'encarrega de calcular el punt de màxima potència a partir de fitar la funció que relaciona la tensió i el corrent d'un mòdul:

$$P_{PV} = \alpha V_{PV}^3 + \beta V_{PV}^2 + \gamma V_{PV} + \delta \quad [8]$$

Per tal de conèixer els coeficients ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$ ) d'aquesta funció s'han de realitzar multitud de mostres per a tenir una relació fiable.

Per tal d'obtenir la tensió de màxima potència s'utilitza la propietat de que en el punt el que la pendent d'una funció és zero (és a dir hi ha un màxim o un mínim en aquest punt) la derivada també és zero, així la tensió de màxima potència s'obté aplicant la següent fórmula:

$$V_{MPP} = \frac{-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 3\alpha\gamma}}{3\alpha} \quad [9]$$

Els principals avantatges d'aquest algorisme són la seva simplicitat d'execució i programació.

Pel que fa als inconvenients d'aquest mètode, s'ha de dir que requereix una gran capacitat de memòria per guardar totes les dades necessàries per obtenir cada funció fitada per cada nivell tant de irradiació com de temperatura. Per altra banda, els càlculs requerits provoquen un increment del temps necessari per executar l'algorisme. A més, és un mètode que requereix d'actualitzacions periòdiques degut a la variació dels paràmetres dels mòduls fotovoltaics, com a conseqüència del pas del temps sota condicions ambientals diverses.

- **FRACCIÓ DE- TENSÍO DE CIRCUIT OBERT**

Aquest mètode es basa en el principi de que la tensió de màxima potència és sempre proporcional a la tensió de circuit obert, és a dir:

$$V_{MPP} = kV_{OC} \quad [10]$$

La implementació es fa de la següent manera: un sensor de tensió s'encarrega de mesurar la tensió de circuit obert, i mitjançant la constant k és capaç de moure el punt de treball al MPP.

Aquest mètode ofereix una vertadera simplicitat a l'hora de ser programat, encara que presenta una certa dificultat en decidir el valor de la constant de proporcionalitat. A més, aquesta constant necessita ser actualitzada periòdicament ja que les característiques de funcionament del panell solar varien amb el temps. Per altra banda, cal dir també que aquest mètode no és més que una mera aproximació del MPP i per tant no ofereix una gran fiabilitat.

- **FRACCIÓ DE CORRENT DE CURT-CIRCUIT**

Aquest altre tipus d'algorisme és molt similar al descrit al punt anterior: el corrent generat al punt de màxima potència es pot obtenir a partir de la relació de proporcionalitat amb el corrent de curt-circuit:

$$I_{MPP} = kI_{SC} \quad [11]$$

Aquest mètode és més complex d'implementar degut al sistema de hardware que necessita: si l'equip es troba connectat a una bateria, per exemple, necessitarà un circuit addicional que quan estigui activat faci un curt-circuit als mòduls solars i mesuri el corrent que genera (el corrent  $I_{SC}$ ). Això es podria construir utilitzant un transistor com en la fig. 6.

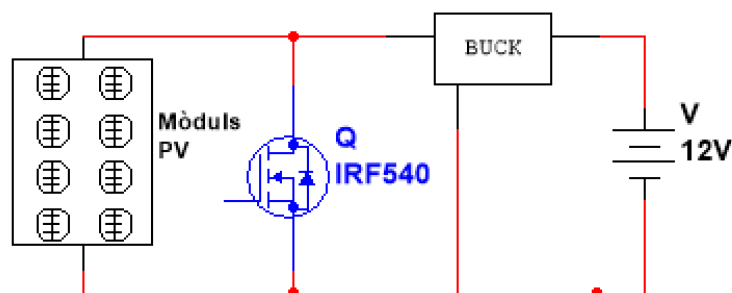


FIGURA 6 POSSIBLE ESQUEMA ELÈCTRIC PER A ALGORISME DE FRACCIÓ DE CORRENT DE CURT-CIRCUIT.

El transistor connectat en paral·lel amb la bateria de 12V realitzaria la funció d'interruptor: quan interessa fer la lectura de corrent, el transistor deixa passar la corrent de tal manera que es curtcircuiten els mòduls fotovoltaics, i a partir del valor mesurat i la relació anterior s'aplica un *duty cycle* determinat al convertidor reductor. Per altra banda, quan no interessa realitzar cap mesura, el transistor simplement actua com un interruptor obert i tota la intensitat circula a través del convertidor per a alimentar la font de tensió.

- **MÈTODE DE LA CÈL·LULA PILOT**

L'algorisme de la cèl·lula pilot és una variació del mètode de la tensió de circuit obert. Consisteix en utilitzar una cèl·lula de les mateixes característiques que les que formen el sistema fotovoltaic per tal de conèixer la seva tensió de circuit obert. De la mateixa manera que l'altre mètode, la tensió de màxima potència és proporcional a aquesta tensió mesurada i es podria calcular amb facilitat.

Els principals avantatges que ofereix aquest mètode, és que no és necessari desconectar els mòduls solars per tal de mesurar la tensió de circuit obert i tots els inconvenients que això comporta. A més, els elements que s'encarreguen de mesurar  $V_{oc}$  han de detectar valors de tensió més baixos.



## MÈTODES DIRECTES:

D'altra banda, els mètodes directes es caracteritzen per trobar el MPP a partir de mostrejar contínuament el punt de treball dels elements fotovoltaics. Els principals avantatges d'aquests tipus d'algoritmes és que són capaços de trobar el punt màxim de potència real i, que responen correctament en temps real a les variacions de les condicions atmosfèriques.

- **PERTORBACIÓ I OBSERVACIÓ (P&O)**

És un mètode que requereix de dos o més sensors per a ser aplicat. Aquest algoritme s'encarrega de comparar la potència que està entregant amb un *duty cycle* aplicat amb la que entregava un instant anterior amb un altre *duty cycle*. Llavors, en funció del sentit de la variació de potència, el sistema és capaç de conèixer a quina regió de la corba I-V es troba el panell i amb això aplica un altre *duty cycle* per tal d'aproximar-se més cap a al MPP.

- **CONDUCTÀNCIA INCREMENTAL (IncCond)**

Aquest algorisme es basa en el fet que en el punt de màxima potència, la pendent, i per tant la derivada de la potència en funció de la tensió en aquest punt és igual a zero, com es pot visualitzar a la fig. 5:

$$P = V \cdot I \quad [12]$$

$$P = P_{MPP} \Rightarrow \frac{dP}{dV} = 0 \quad [13]$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad [14]$$

És a dir, quan es compleixi la següent condició, significarà que els panells solar estan operant en el seu MPP:

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad [15]$$

## MÈTODES BASATS EN TÈCNiques D'INTEL·LIGÈNCIA ARTIFICIAL

Aquests algoritmes presenten una major complexitat d'implementació. Alguns exemples d'aquests mètodes són: *Artificial Neural Network (ANN)*, *Algoritme Genetic*, *Fuzzy Logic*...

### 3. PLATAFORMA EXPERIMENTAL

En aquest capítol es mostra el desenvolupament de la solució proposada, és a dir, el disseny i construcció d'una plataforma que permeti implementar algoritmes MPPT en una *Raspberry PI2*. S'estructura en dos blocs principals: per una banda, el disseny i la construcció del convertidor reductor, i per l'altra el disseny i la construcció de la plataforma digital formada per la *Raspberry PI 2* i el sistema de recollida de dades.

#### 3.1 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK)

L'electrònica de potència permet el maneig i el control de tensions i corrents de gran magnitud en comparació amb l'electrònica de baixa potència. Mitjançant l'ús combinat d'elements passius com bobines i condensadors, amb components actius, com ara, transistors i tiristors, entre d'altres, s'obtenen circuits amb la capacitat de transformar o regular l'energia elèctrica d'una forma molt eficient.

A grans trets, els principals dispositius electrònics de potència que s'utilitzen avui en dia per a tal fi són els següents:

- Rectificadors: són circuits capaços de transformar una senyal de corrent alterna en una senyal de corrent continua. Són utilitzats per gairebé qualsevol aparell que funcioni amb corrent continua i s'alimenti a través de la xarxa elèctrica de corrent alterna de 50 Hz. Mitjançant díodes (no controlats) o tiristors (controlats), aconsegueixen transformar la senyal AC original, en una tensió DC. Finalment, aquesta senyal es filtra a través d'uns condensadors per tal de reduir l'arissat i obtenir una tensió el més constant possible.
- Inversors: realitzen la operació oposada als rectificadors, és a dir, transformen una tensió contínua amb una senyal de corrent alterna.

- Convertidors: són circuits que tenen la capacitat de transformar els valors de tensions i corrents d'una senyal de corrent continua. D'aquesta manera, la seva funció és equiparable als transformadors en corrent alterna. La conversió de la tensió/intensitat es realitza a partir de la commutació dels components actius que els formen. Les seves modalitats són les següents:
  - Convertidor elevador (*Boost*): com el seu nom indica, són circuits electrònics de potència capaços de convertir una tensió d'entrada a una tensió de sortida més alta. Degut a la llei de conservació de l'energia, la potència a l'entrada ha de ser igual que a la sortida, això implica que si la tensió augmenta, el corrent a la sortida disminueix respecte a la corrent d'entrada.

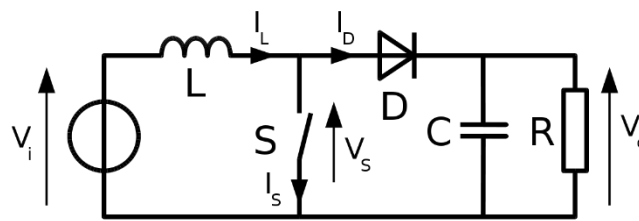


FIGURA 7 ESQUEMA BÀSIC D'UN CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR (4)

- Convertidor reductor (*Buck*): és el cas oposat als convertidors *Boost*. Redueixen la tensió que reben a una tensió més baixa. De la mateixa forma, disminuint la tensió respecte l'entrada, s'obté un corrent més alt a la sortida.

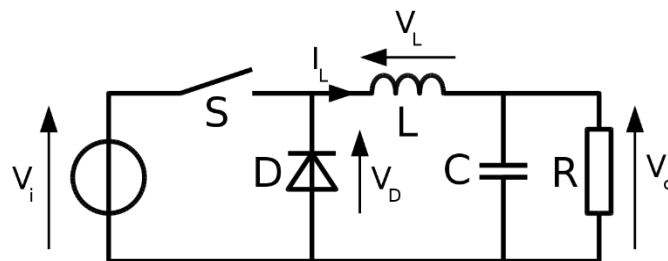


FIGURA 8 ESQUEMA BÀSIC D'UN CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (4)

- Convertidors reductors-elevadors: són un *mix* entre els dos convertidors anteriors. Són capaços de reduir o bé augmentar les tensions en funció d'unes determinades condicions de funcionament. Existeixen diferents tipologies: *Buck-Boost*, *Ćuk*, *flyback*...

En el present projecte s'ha decidit utilitzar un convertidor del tipus *buck* per tal de fer l'estudi explicat. En el següent apartat s'explica el funcionament d'un convertidor d'aquesta tipologia d'una forma més detallada, i més endavant, es veurà el procés portat a terme per tal de construir un convertidor reductor preparat per a l'aplicació pensada.

### 3.1.1 FUNCIONAMENT D'UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK COMMUTAT

A l'esquema de la fig. 9 hi ha representat un convertidor de corrent contínua del tipus reductor juntament amb els seus dos estats de funcionament.

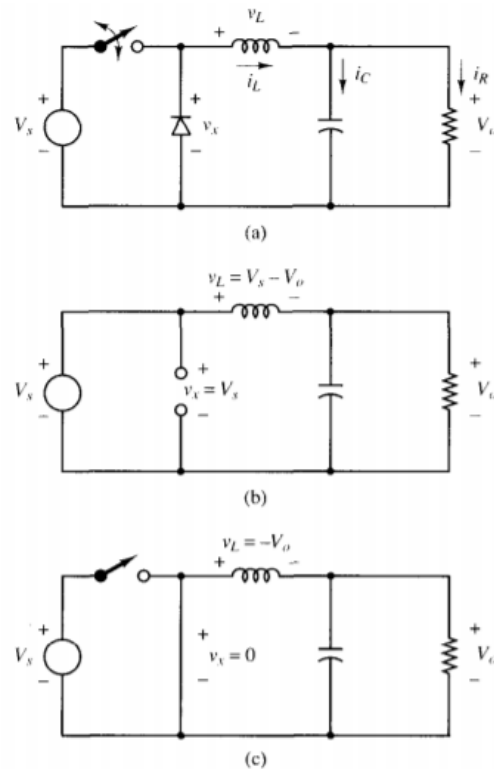


FIGURA 9 ESQUEMA BÀSIC CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (A). CONVERTIDOR REDUCTOR EN ESTAT ON (B). CONVERTIDOR REDUCTOR EN ESTAT OFF (C) (5)

A grans trets, es pot explicar el funcionament d'aquest circuit utilitzant l'analogia d'una aixeta d'aigua. Es posa l'exemple de que aquesta aixeta només pot estar en dues posicions: oberta (amb un cabal de 50 litres/minut) o tancada (amb un cabal de 0 litres/minut). Aleshores, que passaria si es volgués tenir un cabal de 25 litres/minut.

Per tal d'aconseguir aquest nou cabal, que aparentment sembla impossible amb l'aixeta de que es disposa, es podria utilitzar un mètode que consisteix en tancar i obrir l'aixeta alternativament de tal manera que es pot controlar el temps que roman aquesta amb circulació. Per exemple, si es realitzen intervals de 15 minuts d'alternança durant una hora, es tindria l'aixeta mitja hora donant 50 l/min i mitja hora donant 0 l/min. Això voldria dir que el cabal mitjà obtingut seria de 25l/min. És clar, que per que això funcionés correctament, el temps total utilitzant aquesta tècnica hauria de ser un múltiple de 15 minuts, i hi hauria d'haver el mateix nombre d'intervals oberts que tancats. Aquesta imperfecció es solucionaria amb una activació/desactivació molt ràpida de l'aixeta.

L'aixeta explicada en aquest paral·lelisme representa l'interruptor (que al seu torn simbolitza un transistor) que es commutat contínuament per tal de regular la tensió mitjana de sortida.

Aquesta tècnica de commutació es coneix com a modulació per amplada de polses (*pulse-width-modulation, PWM*), i és àmpliament utilitzada en el món del control de potència.

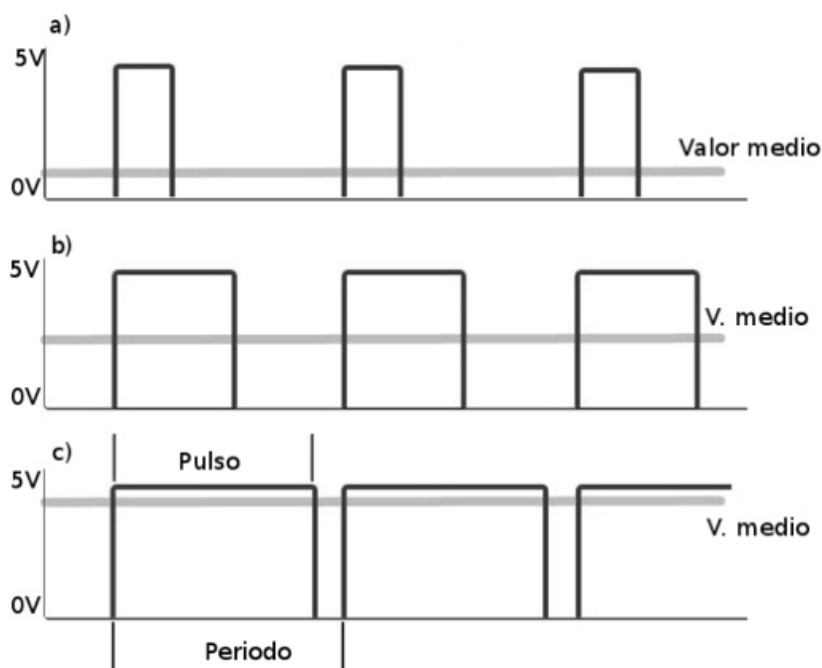


FIGURA 10 TRES EXEMPLES DE MODULACIÓ PER AMPLADA DE POLSES (PWM) JUNTAMENT AMB ELS VALORS MITJANS OBTINGUTS (11)

#### 3.1.1.1 FUNCIONAMENT EN MODE CONTINU:

Per començar amb l'explicació sobre el funcionament d'un convertidor del tipus reductor, s'ha de distingir entre dos tipus de funcionament: el mode continu i el mode discontinu. De forma breu, el mode continu es produeix quan el corrent que circula a través de l'inductor ( $i_L$ ) del convertidor és sempre major que el valor nul. Per altra banda, es té mode discontinu quan aquesta intensitat pren valors iguals a zero en determinats períodes del temps. El convertidor que es pretén dissenyar i muntar treballarà en mode continu, de forma que en aquest apartat s'exposarà únicament el principi de funcionament d'aquests convertidors en aquest mode.

Es suposa que  $i_L(t) > 0$ , que els components són ideals i que s'opera en règim permanent (és a dir, l'energia emmagatzemada i alliberada pels components inductius i capacitius són iguals en mòdul). Per altra banda, es suposa també que els condensadors de sortida són de prou magnitud com per considerar que la tensió de sortida  $V_O$  és constant.

**Estat On:**

La tensió a la bobina és  $V_L = V_i - V_o$ , el corrent  $i_L$  creix linealment i el díode està en inversa. En aquest estat la bobina s'encarrega d'emmagatzemar energia en el seu entorn magnètic per alliberar-la posteriorment en l'estat Off.

La tensió a la bobina respecte el temps és la següent:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di(t)}{dt} \quad [16]$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad [17]$$

$$\Delta i_{LON} = \frac{V_s - V_o}{L} \Delta t \quad [18]$$

I com que la variació de t durant l'estat en que l'interruptor es troba tancat és DT:

$$\Delta i_{LON} = \frac{V_s - V_o}{L} DT \quad [19]$$

**Estat Off:**

En aquest segon estat, la tensió de l'entrada  $V_s$  s'aïlla de la resta del circuit, i el díode passa a conduir la corrent emmagatzemada en la bobina.

En aquest cas la tensió a la bobina és la següent:

$$V_L = -V_o = L \frac{di(t)}{dt} \quad [20]$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad [21]$$

En aquest cas la variació temporal durant l'estat en que l'interruptor no condueix és  $(1 - D)T$ :

$$\Delta i_{LOFF} = -\frac{V_o}{L} (1 - D)T \quad [22]$$

D'aquesta manera, tenint en compte la suposició de que el convertidor opera en règim permanent, l'energia que guarda la bobina durant l'estat ON, ha de ser igual a l'energia que descarrega durant l'estat OFF, és a dir:

$$\Delta E_L = \Delta E_{Lon} + \Delta E_{Loff} = 0 \quad [23]$$

I tenint en compte que l'energia en un inductor té la següent fórmula:

$$E_L = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad [24]$$

Es pot afirmar que:

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad [25]$$

$$\frac{V_i - V_o}{L} t_{on} - \frac{V_o}{L} t_{off} = 0 \quad [26]$$

$$t_{on} = DT \text{ i } t_{off} = (1 - D)T \Rightarrow V_o = DV_i \quad [27]$$

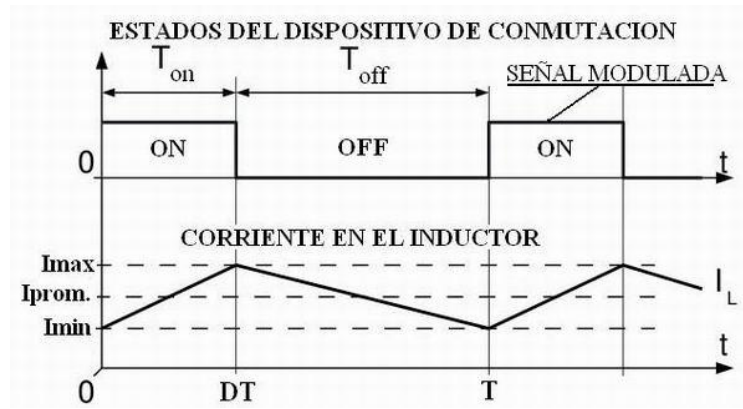


FIGURA 11 SENYAL PWM (SUPERIOR). INTENSITAT QUE CIRCULA A TRAVÉS DE LA BOBINA (INFERIOR) (5)

Degut a que D només pot prendre valors entre 0 i 1 la tensió de sortida sempre serà menor o igual a la tensió d'entrada, és a dir, funcionarà com un reductor de tensió o *buck*.

Per altra banda, tots aquests càlculs són vàlids només, com ja s'ha especificat, quan es treballa en mode continu, és a dir, que el corrent que passa per l'inductor és sempre positiu. Per comprovar aquesta condició, es pot utilitzar l'equació [28] per tal de calcular la intensitat mínima que passa per la bobina<sup>1</sup> i, forçar a que aquesta sigui sempre major que 0:

$$I_L = I_{LO} - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_O}{R} - \frac{V_O}{2L}(1-D)T > 0 \quad [28]$$

$$L > \frac{(1-D)V_O}{2fI_O} \quad [29]$$

Degut a que aquest valor proporciona uns resultats en el límit de conducció contínua, addicionalment es pot dividir aquest resultat per un factor d'arissat:

$$L > \frac{(1-D)V_O}{2fI_O K_{iL}} \quad [30]$$

On  $K_{iL}$  s'obté de:

$$K_{iL} = \frac{\Delta i_L}{2I_O} \quad [31]$$

És a dir, és la proporció de fluctuació respecte la intensitat mitjana de l'inductor.

Tots aquests càlculs s'han fet suposant que els condensadors de sortida tenien la suficient capacitat com per ser capaços de mantenir un voltatge constant a la sortida, és a dir, una capacitat infinita. D'aquesta manera, és necessària la comprovació dels càlculs tenint en compte ara que la capacitat de sortida té un valor finit, i per tant, la tensió de sortida varia en funció del temps.

---

<sup>1</sup> La intensitat mitjana per la bobina,  $I_{LO}$ , s'obté a partir de la hipòtesi de que la intensitat mitjana al condensador ideal és igual a zero, i per tant  $I_{LO} = V_O/R$



Degut a que l'objectiu final és obtenir una corrent de sortida que alimenta la càrrega el més constant possible, i que la bobina presenta una corrent fluctuant en el temps, s'utilitza el condensador de sortida per tal de minimitzar aquest arrissat a la sortida.

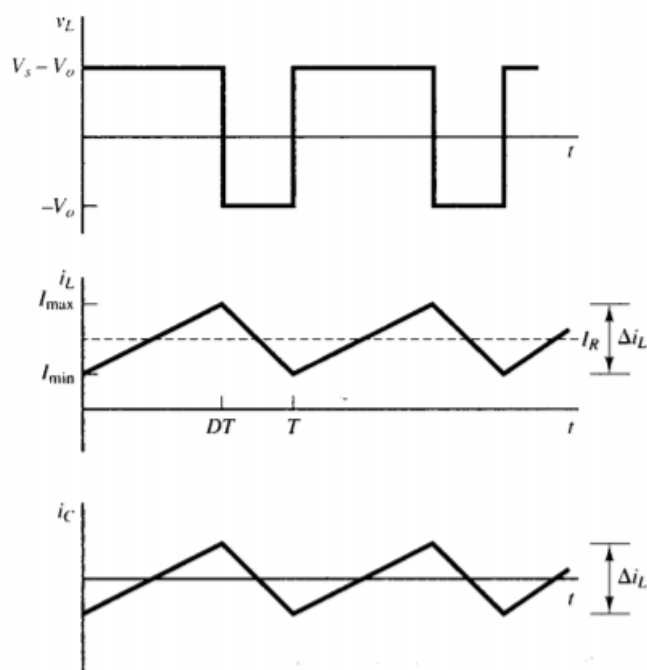


FIGURA 12 TENSÍO A LA BOBINA (SUPERIOR). INTENSITAT A LA BOBINA I INTENSITAT MITJANA A LA CÀRREGA (ENTREMIG). INTENSITAT AL CONDENSADOR (INFERIOR) (5)

En poques paraules, és capaç d'aportar la corrent necessària per assolir la intensitat mitjana requerida quan l'inductor dóna una corrent inferior a aquesta. Per altra banda, absorbeix la corrent sobrant provinent de l'inductor quan aquesta és major que la intensitat mitjana a la càrrega. Tot això es pot veure clarament a la fig. 12.

L'anàlisi del condensador de sortida es fa d'acord amb l'objectiu d'aconseguir una tensió de sortida el més constant possible, això és amb el menor arrissat possible. Això és així, ja que com es pot observar a la fig. 9, aquest condensador està connectat en paral·lel a la sortida, i per tant, la tensió  $V_C$  coincideix amb  $V_O$ .

A partir de l'equació de la capacitat que relaciona la tensió i la intensitat en un condensador:

$$I_c = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV_C}{dt} \quad [32]$$

A partir de la fig. 11 es pot resoldre aquesta equació diferencial:

$$I_c dt = C dV_C \rightarrow \frac{\Delta i_L T}{8C} = \Delta v_c \quad [33]$$

D'aquesta manera es pot dimensionar el condensador de sortida corresponent a un determinat arissat de tensió (2):

$$C_o > \frac{(1 - D)v_o}{8Lf^2\Delta v_o} \quad [34]$$

### 3.1.1.2 CONTROLADOR PER AL COMMUTADOR

Els transistors o els MOSFETS es caracteritzen entre altres coses per tenir dues zones de treball diferenciades: la zona lineal o òhmica i la zona de saturació.

Quan es desitja utilitzar un transistor com a commutador és necessari que aquest actuï dins la regió saturada per tal de reduir el temps de commutació i les pèrdues associades a caigudes de tensió. Per aconseguir això és necessari que la tensió aplicada al MOSFET sigui prou gran, i ja que la *Raspberry* (l'aparell encarregat de generar la senyal PWM i activar el commutador) treballa amb una lògica de 3.3 V, serà requisit indispensable la utilització d'algun circuit que permeti una tensió prou gran entre la *Gate* i la *Source* del transistor.

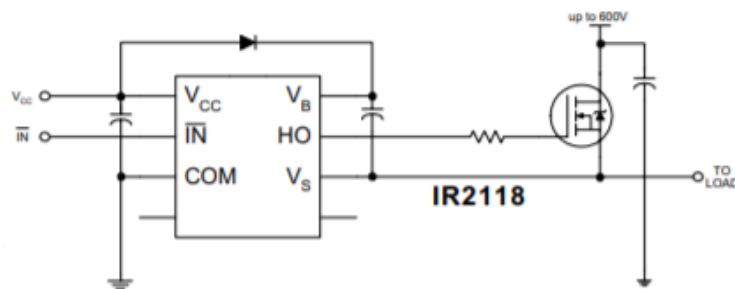


FIGURA 13 ESQUEMA D'UN CIRCUIT DE CONTROL PER A UN MOSFET UTILITZANT LA TÈCNICA DE BOOTSTRAP (6)

Per això, s'ha decidit utilitzar un controlador per a MOSFET, com el representat a la fig. 13 aplicant la tècnica de *bootstrap* que s'explica a continuació:

La lògica d'una senyal PWM, que entra per el pin IN, s'encarrega de fer commutar un CMOS connectat als pins VB, HO i VS. Com es pot veure a la figura hi ha un condensador connectat entre els pins VB i VS, aquest es coneix com a condensador de *bootstrap*.

El funcionament és el següent: quan es té un valor cert a l'entrada del *driver*, el pin HO i VS es connecten internament (a través del microxip), de tal manera que entre la *Gate* i la *Source* del MOSFET hi hagi una diferencia de potencial nul·la, i per tant aquest actuï com un interruptor obert. Simultàniament, el condensador *bootstrap* és carregat a partir de la font d'alimentació Vcc (que també s'encarrega d'alimentar el controlador) a través del díode.

Una vegada canvia l'estat de la senyal d'entrada a un valor fals, es canvia també la lògica del CMOS del *driver*, és a dir, la Vs i Ho es desconnecten per unir-se la VB i la HO. Aquest fet produeix que entre la *Gate* (o igualment la HO) i la *Source* (o igualment la Vs) quedi connectat el condensador, que passarà a descarregar-se a través del fet d'activar el transistor. Així mateix, el díode serveix per evitar que en aquesta situació es descarregui el condensador cap a la Vcc, ja que amb molta probabilitat la tensió que alimenti el transistor serà major que la tensió d'alimentació del controlador (3).

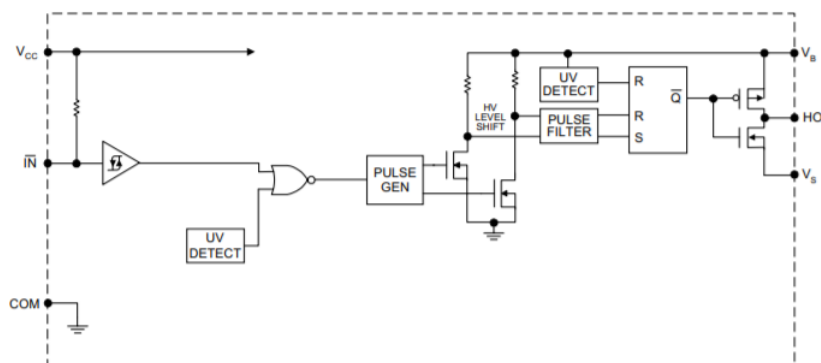


FIGURA 14 ESQUEMA INTERN D'UN CIRCUIT INTEGRAT IR2118 (6)

### 3.1.2 CONSTRUCCIÓ DEL CONVERTIDOR EXPERIMENTAL

Mitjançant les equacions obtingudes als apartats anteriors es pot dimensionar cada un dels components del convertidor a través dels següents paràmetres de funcionament:

TAULA 1 PARÀMETRES DE FUNCIONAMENT DEL CONVERTIDOR BUCK

Paràmetre	Valor
$V_o$ : tensió de sortida mitjana	12 V
$I_o$ : corrent de sortida mitjana	9 A
$\Delta V_{in}$ : arrissat de tensió d'entrada (V)	500 mV
D: duty cycle aplicat al MOSFET	0.27 – 1
$f_{sw}$ : freqüència de commutació	25 kHz
$K_{iL}$ : arrissat de corrent (%)	30%
$\Delta V_{out}$ : arrissat de tensió de sortida (V)	240 mV

#### 3.1.2.1 ELEMENTS PASSIUS

##### L'INDUCTOR

Per al càlcul del valor de la inductància es fa ús de l'equació [30]:

$$L \geq \frac{V_o(1 - D_{min})}{2I_o f_{sw} K_{iL}} = 64.89 \mu H$$

Aplicant un factor de seguretat d'un 25%:

$$L \geq 64.89 \cdot 1.25 = 100 \mu H$$

Així, es decideix utilitzar una bobina de 100  $\mu H$ .



FIGURA 15 INDUCTOR

## ELS CONDENSADORS *BULK* DE SORTIDA

Per al cas dels condensadors *bulk* de sortida calculem el seu valor mínim a partir de l'arissat màxim que es vol tenir i la freqüència de commutació a la que s'opera, substituint els valors corresponents de cada paràmetre a l'equació [34].

$$C_{out} \geq \frac{(1 - D_{min})V_o}{8Lf_{sw}^2\Delta V_{out}} = 28.57 \mu F$$

Que aplicant-li també un factor de seguretat d'un 20% resulta:

$$C_{out} \geq 28.57 \cdot 1.2 = 34.28 \mu F$$

## ELS CONDENSADORS *BULK* DELS MÒDULS

Per tal de reduir el soroll que es pot generar a la sortida dels panells solars degut a la commutació del convertidor, es connecten un grup de condensadors en paral·lel.

Concretament, s'utilitzen quatre condensadors electrolítics de 22 uF cada un (formant una capacitat equivalent de 88 uF), més un condensador ceràmic de 100 nF per tal d'atenuar el soroll d'alta freqüència.

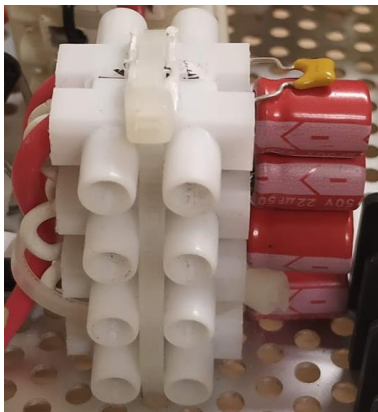


FIGURA 16 GRUP DE  
CONDENSADORS D'ENTRADA



FIGURA 17 GRUP DE  
CONDENSADORS DE SORTIDA

### 3.1.2.2 ELEMENTS ACTIUS (MOSFET I DÍODE)

#### EL MOSFET

S'ha decidit utilitzar un transistor controlat per tensió del tipus MOSFET com a commutador. En concret s'aplicarà el IRF540N degut a la velocitat de resposta i potència màxima que ofereix.

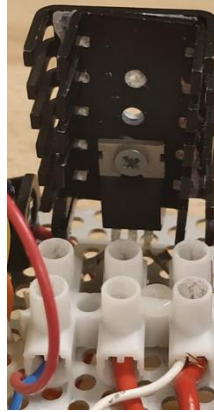


FIGURA 18 IRF540N AMB DISSIPADOR

#### EL DÍODE

En el cas del díode que fa la funció de *bypass* (permet el pas de corrent quan el MOSFET està en OFF) s'ha decidit fer ús d'un díode del tipus *Schottky*, ja que ofereix una baixa caiguda de tensió en directa i una alta velocitat de resposta.

D'aquesta manera s'utilitza concretament el díode SB560, amb una caiguda de tensió en directa de 0.67 V i 5 A.



FIGURA 19 DÍODE SB560

### 3.1.2.3 CIRCUIT DE CONTROL DEL MOSFET

Com ja s'ha explicat apartats anteriors, les tensions a les que una *Raspberry* treballa són massa baixes per a activar un MOSFET, i per tant és necessari l'ús d'un *driver* que controli el MOSFET. S'usa el controlador IR2118 que ofereix el control d'un sol canal.

Aquest controlador requereix d'un condensador de bootstrap. A continuació es calcula el valor que ha de tenir aquest condensador per poder realitzar la tècnica bootstrap correctament. S'utilitza la fórmula<sup>2</sup> [32], que representa la càrrega mínima que ha de ser capaç d'aguantar a partir de la tensió a la que es connectarà el C<sub>BOOT</sub>:

$$C_{boot} \geq \frac{Q_{Tot}}{V_{BS}} = \frac{Q_G + \frac{I_{QBS}}{f_{sw}} + \frac{I_{LK}}{f_{sw}} \times D_{max}}{V_{CC} - V_f - V_{BSUV}} \quad [35]$$

On:

TAULA 2 PARÀMETRES I CARACTERÍSTIQUES PER AL DISSENY DEL BOOTSTRAPING

Paràmetre	Descripció	Valor
<b>Q<sub>G</sub></b>	Càrrega total a la porta del MOSFET <sup>3</sup>	79 nC
<b>I<sub>LK</sub></b>	Corrent de fuga entre el driver i l'alimentació <sup>4</sup>	50 µA
<b>I<sub>QBS</sub></b>	Consum inactiu de corrent al pin V <sub>B</sub> <sup>3</sup>	230 µA
<b>f<sub>sw</sub></b>	Freqüència de commutació	25 kHz
<b>D<sub>max</sub></b>	Duty cycle màxim	1
<b>V<sub>CC</sub></b>	Tensió d'alimentació del driver	12 V
<b>V<sub>f</sub></b>	Caiguda de tensió en el D <sub>BOOT</sub> <sup>5</sup>	0.4 V
<b>V<sub>LS</sub></b>	Tensió d'infravoltatge en V <sub>BS</sub> <sup>3</sup>	7 V

Així, substituint a l'equació [35] els valors de la taula, el valor resultant d'aquest condensador és de: 0.0196 µF. Aplicant un factor de seguretat de x15: surten aproximadament 0.3 µF.

Per altra banda, és recomanat l'ús de condensadors de desacoblament a l'alimentació del controlador que siguin de com a mínim 10 vegades el condensador de *bootstrap*.<sup>6</sup> Així utilitzem dos condensadors de tàntal de 1 µF en paral·lel (4).

Per altra banda, també és recomanat connectar un díode *Zener* en paral·lel amb el condensador *bootstrap* per tal de protegir contra possibles sobretensions.

El díode que s'encarrega d'alimentar el C<sub>BOOT</sub> i d'evitar que es descarregui cap a l'alimentació ha de ser prou ràpid i de baixa caiguda de tensió. D'aquesta manera la millor opció és la d'utilitzar un díode Schottky de baixa potència.

<sup>2</sup> Obtingut de l'Application Report de *Texas Instruments*.

<sup>3</sup> Extret del datasheet del MOSFET IRF540N

<sup>4</sup> Extret del datasheet del driver IR2118

<sup>5</sup> Extret del datasheet del díode *bootstrap*

<sup>6</sup> Recomanació de *Texas Instruments*



FIGURA 20 MÒDUL DEL DRIVER  
IR2118

Per altra banda, cal afegir que el *driver* IR2118, a diferència d'altres elements similars (com ara el IR2110) no disposa d'un canviador de nivell intern i requereix una tensió mínima de 6 V per a funcionar correctament. La targeta *Raspberry*, com ja s'ha comentat anteriorment, només ofereix una lògica de 3.3 V, clarament insuficient per a aquest *driver*. Una solució a aquest problema és la incorporació d'un *level shifter* entre la sortida de la placa *Raspberry* i l'entrada del controlador per a la senyal PWM.

Aquest nou mòdul es pot construir en base a un transistor de baixa potència, juntament amb una resistència pull-up com es veu a la fig. 21.

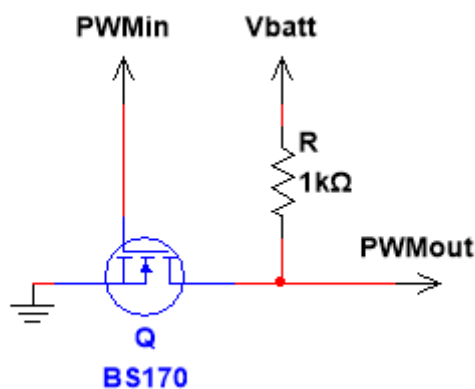


FIGURA 21 ESQUEMA DEL LEVEL SHIFTER. LÒGICA DE 3.3V A LÒGICA DE 12 V.



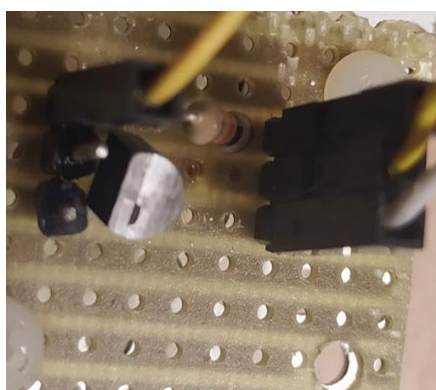


FIGURA 22 MÒDUL DEL LEVEL SHIFTER

### 3.1.3 SIMULACIÓ DEL CONVERTIDOR I PÈRDUES EN EL MOSFET

#### SIMULACIÓ DEL CONVERTIDOR

En aquest apartat es mostra una simulació realitzada amb el software *MultiSim*, per tal de veure com hauria de respondre el convertidor a construir.

L'entrada del convertidor es connecta a una font de tensió constant, mentre que a la sortida s'hi connecta una càrrega de  $5\ \Omega$ . D'aquesta manera es pot observar la correcta conversió de tensió per part del convertidor, i el correcte funcionament del circuit de control per al commutador.

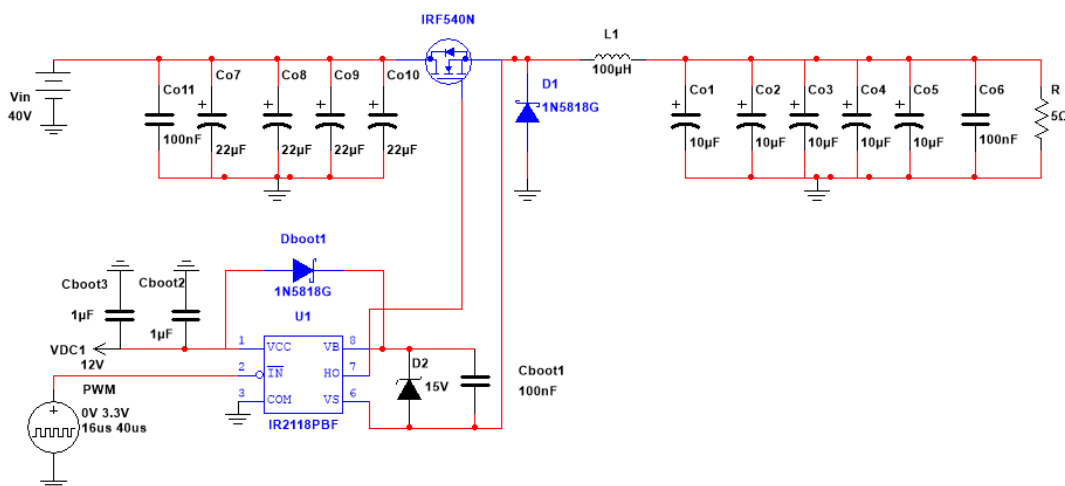


FIGURA 23 ESQUEMA ELÈCTRIC DEL CONVERTIDOR BUCK DISSENYAT

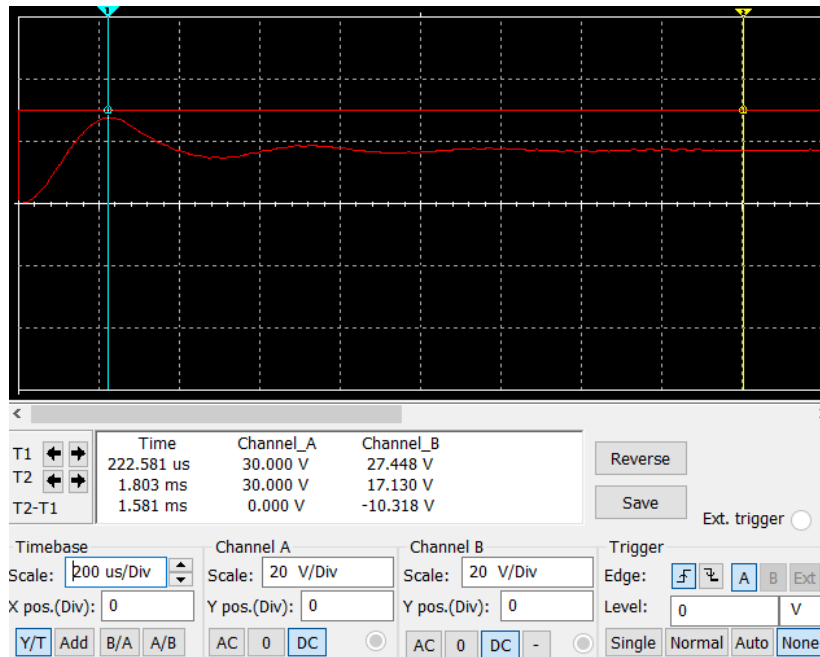


FIGURA 24  $V_{IN}=30\text{ V}$   $DC=75\%$

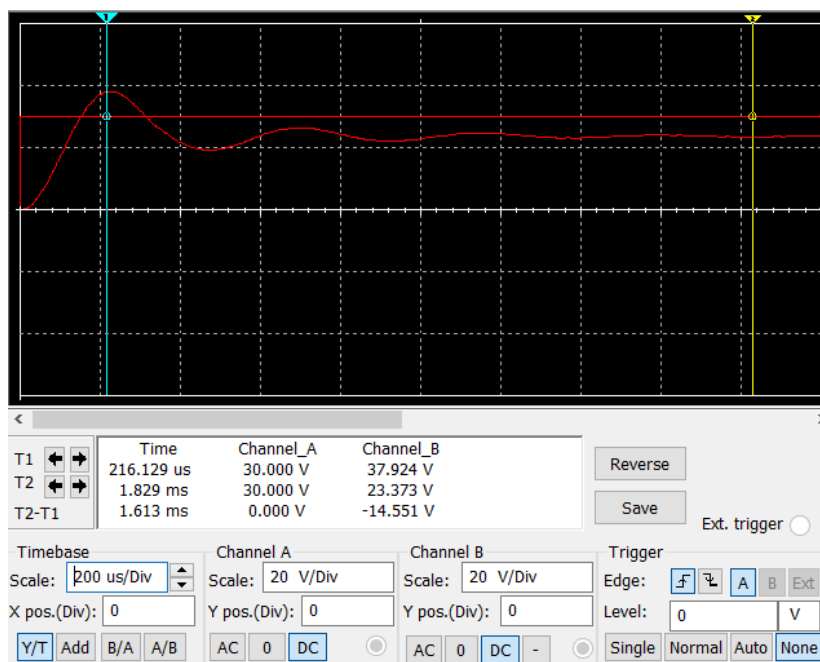


FIGURA 25  $V_{IN}=30\text{ V}$   $DC=50\%$

Els resultats obtinguts de la simulació de l'esquema de la fig. 23 són visibles a les fig. 24 i 25, que com es pot comprovar, sembla que el convertidor a utilitzar converteix correctament la tensió per a diferents valors de *duty cycle*.

Per altra banda, s'observa que el sistema tarda entre 1 i 2 ms a realitzar la conversió i disposar d'una senyal de tensió constant.

## PÈRDUES EN EL MOSFET

És important decidir si escau o no un dissipador per al MOSFET, i en cas de que sigui necessari utilitzar-ne un, dimensionar-lo.

Qualsevol transistor controlat per tensió té les següents pèrdues de diferents orígens (5):

1. Pèrdues per conducció: tota aquella calor dissipada a la resistència interna del MOSFET en estat de conducció  $R_{DS(ON)}$ . Depèn d'aquesta resistència, la intensitat de sortida i el *duty cycle* aplicat:

$$P_c = R_{DS(ON)} I_o^2 D \quad [36]$$

On:

$R_{DS(ON)}$ : resistència entre *Drain* i *Source* en estat ON.

$I_o$ : corrent que circula per la part de tensió baixa del convertidor.

$D$ : *duty cycle* ( $V_o/V_i$ )

2. Pèrdues per commutació: pèrdues associades a la commutació del transistor.

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{in} I_o (t_r + t_f) f_{sw} \quad [37]$$

On:

$V_{in}$ : tensió a l'entrada del convertidor

$t_r, t_f$ : temps de pujada i temps de baixada del MOSFET respectivament

$f_{sw}$ : freqüència de commutació

3. Pèrdues per càrrega de la porta: pèrdues associades a l'acció de la càrrega de la porta.

$$P_G = Q_G V_{GS} f_{sw} \quad [38]$$

On:

$Q_G$ : càrrega elèctrica total a la *Gate* del MOSFET

$V_{GS}$ : tensió aplicada entre la *Gate* i la *Source* per commutar el transistor

TAULA 3 CÀLCUL DE PÈRDUES AL MOSFET

Paràmetre	Valor
$R_{DS(ON)} [\Omega]$	0.04
$I_o [A]$	7.5
D	1
Pèrdues per conducció ( $P_c$ ) [W]	2.25
$V_{in} [V]$	34.8
$t_r, t_f [ns]$	57, 55
$f_{sw} [kHz]$	25
Pèrdues per commutació ( $P_{sw}$ ) [W]	0.244
$Q_G [nC]$	79
$V_{GS} [V]$	12 V
Pèrdues per càrrega ( $P_G$ ) [W]	0.024
Pèrdues totals ( $P_c + P_{sw} + P_G$ ) [W]	2.518

### SELECCIÓ DEL DISSIPADOR PER AL MOSFET

Per seleccionar el dissipador més adient es calcula la impedància tèrmica que fa funcionar el transistor a la seva temperatura màxima permesa de treball amb un cert factor de seguretat (6).

$$Z_{CA} \leq \frac{0.5T_{jmax} - T_a}{P_{tot}} - Z_{JC}R_{JC} \quad [39]$$

On:

$$T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{JC} = 1.25 \text{ K/W}$$

$Z_{JC}$  és la impedància transitòria normalitzada. En aquest cas és distint de 1 ja que  $t_1$  és molt menor al límit transitori ( $t_1$  és de l'ordre dels microsegons). A més, per al cas en que es dissenya el convertidor no es necessiten *duty cycles* menors de 0.27, encara que sí pròxims a 1 (quan el mòdul solar operi a tensions pròximes a la de la bateria). D'aquesta manera observant la fig. 26 es pot estimar  $Z_{JC}$  amb un valor de 0.5, encara que s'utilitzarà el valor unitari ja que interessa fer els càlculs pel cas més desfavorable, és a dir, per a una oposició a la conducció tèrmica més alta.

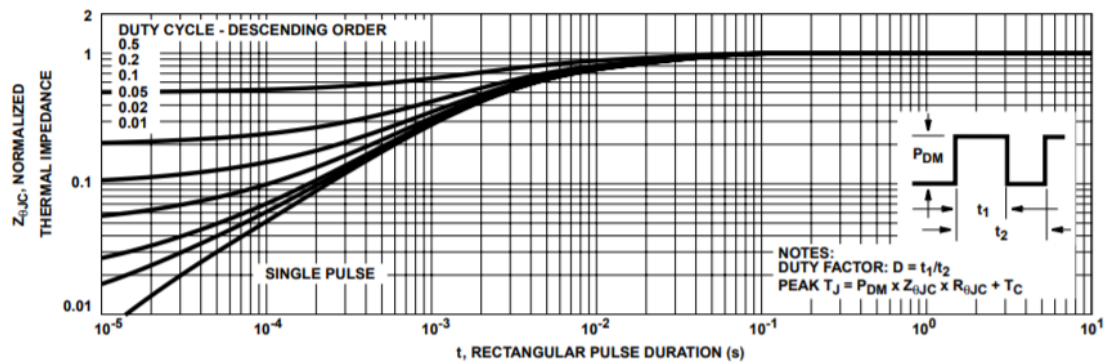


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE  
FIGURA 26 IMPEDÀNCIA TRANSITÀRIA NORMALITZADA (7)

Substituint els diferents valors a l'equació [36] s'obté que  $Z_{CA} = 18.61 \text{ K/W}$ . Aquest valor representa la suma de la resistència tèrmica de la zona que uneix la superfície del component amb el dissipador amb la resistència tèrmica del dissipador.

La unió entre el MOSFET i el dissipador es realitza amb una pasta tèrmica especial per a aplicacions d'electrònica. Aquesta pasta té una impedància d'aproximadament  $2 \text{ mK/W}$ . D'aquesta manera es pot afirmar que la impedància del dissipador ha de ser menor a  $18 \text{ K/W}$ .

Per altra banda, es coneix que l'encapsulat del transistor del que es disposa és TO-220. S'ha d'escollir un dissipador compatible amb aquesta forma i dimensions.



FIGURA 27 DISSIPADOR DE  $17 \text{ K/W}$   
COMPATIBLE AMB L'ENCAPSULAT TO-220 (8)

Per acabar, a la fig. 27 es mostra un dissipador similar al que s'ha escollit per a l'aplicació. S'ha decidit utilitzar aquest degut a que té una resistència tèrmica considerablement menor que la màxima permesa de  $42.38 \text{ K/W}$  i es pot instal·lar fàcilment en un IRF540N.

### 3.1.4 MUNTATGE I PROVES DE FUNCIONAMENT

Els mòduls solars que s'utilitzarà per comprovar el funcionament d'aquest convertidor així com els algoritmes *MPPT* té una corrent de punt de màxima potència de  $I_{mpp} = 2.48 \text{ A}$  a  $V_{mpp} = 34.8 \text{ V}$  en condicions *STC*<sup>7</sup>.

Per a escollir i dimensionar el cablejat, unions i soldadures del convertidor es calcula la intensitat màxima que passarà per la banda de baixa tensió, ja que la intensitat és més alta a la part de la bateria. Addicionalment, se li aplica un factor de seguretat d'un 50 %.

$$I_{out(max)} = 1.5 \frac{V_{in(mpp)}}{V_{out}} I_{in(mpp)} = 10.8 \text{ A} \quad [40]$$

TAULA 4 RELACIÓ ENTRE SECCIÓ DE CABLEJAT I CORRENT MÀXIMA SUPORTABLE<sup>8</sup> FONT: COELETRIX

Sección de Cable	Intensidad Máxima
0,5 mm <sup>2</sup>	6 A
0,75 mm <sup>2</sup>	9 A
1 mm <sup>2</sup>	11 A
1,5 mm <sup>2</sup>	14 A
2 mm <sup>2</sup>	16 A
2,5 mm <sup>2</sup>	20 A
4 mm <sup>2</sup>	28 A
6 mm <sup>2</sup>	37 A
8 mm <sup>2</sup>	48 A
10 mm <sup>2</sup>	53 A
16 mm <sup>2</sup>	75 A
25 mm <sup>2</sup>	100 A
35 mm <sup>2</sup>	125 A
50 mm <sup>2</sup>	160 A

Per tant, el cablejat haurà de tenir una secció de més de 1 mm<sup>2</sup>. Es decideix utilitzar un cable de 1.5 mm<sup>2</sup> per disposar encara de més marge de seguretat, i a més, deixar la possibilitat de poder utilitzar aquest convertidor en una instal·lació solar de major potència.

Tot el que és de potència (MOSFET, inductor, condensadors...) anirà connectat a través de regletes de connexions elèctriques col·locades sobre un panell d'alumini anoditzat perforat com el de la fig. 28. S'ha decidit utilitzar aquest material ja que es fàcilment retallable, és molt lleuger i el cost no és excessivament gran. A més, aquesta placa està aïllada elèctricament ja que la seva superfície està recoberta per una capa d'Alúmina (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Tot i així, els contorns de les perforacions no ofereixen aquesta protecció elèctrica.

<sup>7</sup> Especificacions al *datasheet* del mòdul solar utilitzat (KC40T)

<sup>8</sup> Font: COELETRIX

Per aquest motiu, es decideix també la utilització de perns i femelles de material polimèric mecanitzable per al muntatge de les regletes elèctriques. En concret s'utilitzen elements de *nylon*, ja que aquest material és dur, tenaç i es comporta bé en aplicacions de mecanització.

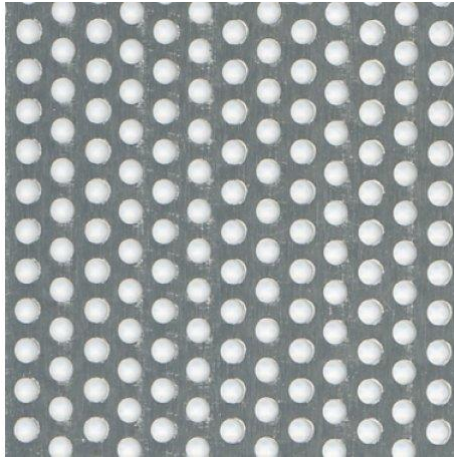


FIGURA 28 PLANXA PERFORADA D'ALUMINI  
ANODITZAT. DIAMETRE FORATS: 3 MM,  
ESPESSOR: 0.8 MM (9)

Per tal de comprovar el correcte funcionament del convertidor, s'hi connecta una resistència de  $5\ \Omega$  a la sortida. Alimentant l'entrada a través d'una font de tensió regulable de laboratori i controlant el *duty cycle* amb un generador de funcions de laboratori s'obtenen els següents resultats:



FIGURA 29 TENSIO D'ALIMENTACIÓ = 11.9 V, DC = 50%

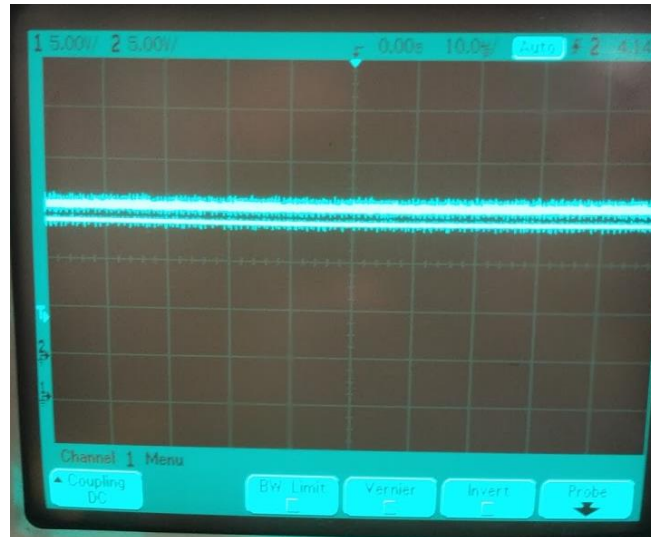


FIGURA 30 TENSÍO D'ALIMENTACIÓ = 19.8 V, DC = 75%

Com es pot observar són uns resultats prou satisfactoris i precisos. S'ha d'afegir que la conversió no és perfecte ja que existeixen no idealitats dels components i pèrdues inevitables. Per altra banda, també es pot observar un cert soroll, sobretot a l'entrada del convertidor. Si es redueix l'escala temporal de l'oscil·loscopi i es posa en mode AC es pot observar prou acuradament a la fig. 31.



FIGURA 31 COMPONENT ALTERNA DE LES SENYALS D'ENTRADA (SENYAL 1) I DE SORTIDA (SENYAL 2)

Per a un *duty cycle* del 80% es descobreix que la tensió d'entrada és bastant susceptible a la commutació i genera uns pics d'alta freqüència. Tot i així, com ja s'ha explicat, l'objectiu del projecte és provar el convertidor construït en uns mòduls solars, i per tant, les interferències o soroll que la font utilitzada en aquesta prova pot generar, són de poc pes transcendental.

D'altra banda l'arribat de la sortida, és a dir, on hi ha connectada la resistència és considerablement de baixa magnitud. De la mateixa manera, aquesta informació té relativa poca importància degut a que al final aquest convertidor s'ha de connectar a una bateria electroquímica de 12 V per a realitzar les proves amb el sistema fotovoltaic.





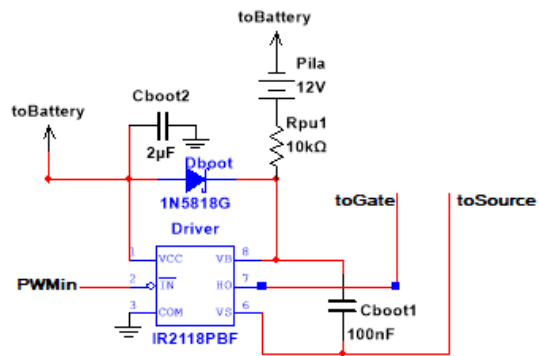


FIGURA 34 ESQUEMA ELÈCTRIC FINAL DEL DRIVER.

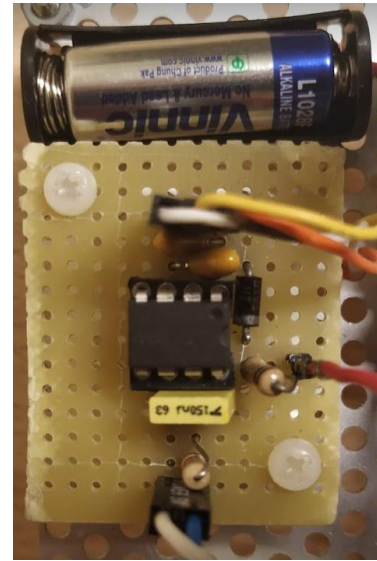


FIGURA 33 MÒDUL DEL CIRCUIT DE CONTROL PER AL MOSFET AMB LES MODIFICACIONS PERTINENTS.

### 3.2 PLATAFORMA RASPBERRY PI 2

Una vegada s'ha dissenyat, muntat i comprovat el bloc del convertidor reductor, és el moment de fer l'estudi per el sistema que s'encarrega de realitzar totes les tasques relacionades amb el control a través del miniordinador *Raspberry*: presa de mostres, càlcul i execució d'algorismes. En poques paraules, a continuació es mostra el procés portat a terme per a la implementació del llaç tancat del convertidor.

D'aquesta manera, en el present apartat s'explica l'estudi, la selecció de components i el muntatge d'aquest sistema.

El sistema a construir presenta l'esquema de control de llaç tancat visible a la fig. 35.

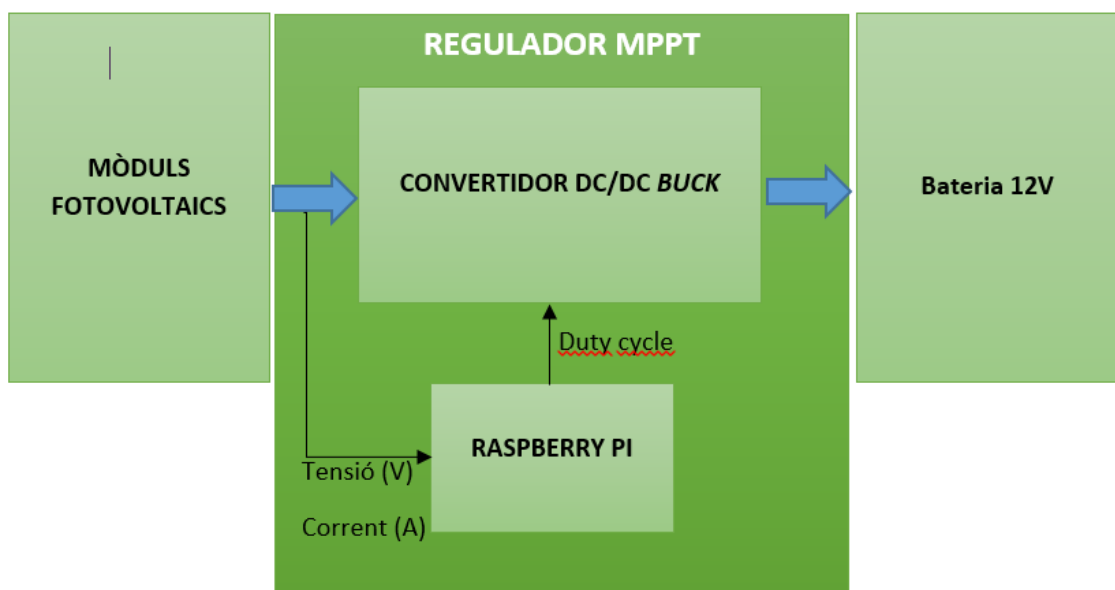


FIGURA 35 ESQUEMA BàSIC DE CONNEXIÓ DE PANELLS PV A UNA BATERIA MITJANÇANT UN REGULADOR MPPT

A través d'uns sensors de tensió i corrent es mesura el punt en que els panells solars treballen per tal de conèixer la seva potència ( $P = V \times I$ ). Aquestes dades són llegides pel microcontrolador (més endavant es veurà que en el cas d'utilitzar una *Raspberry* és necessari incorporar un convertidor analògic-digital, ADC), i a partir d'uns algorismes programats, es "busca" el punt òptim al qual han de treballar els mòduls per tal d'obtenir la màxima potència. Això s'aconsegueix modificant el *duty cycle* de la senyal PWM que la pròpia placa *Raspberry* genera i aplica sobre el convertidor muntat en apartats anteriors. Aquesta PWM modifica la tensió dels panells ja que la tensió de la bateria és més o menys constant (depèn en gran mesura de la corrent que circula a través d'ella, i si s'està en procés de càrrega o de descàrrega).

D'aquesta manera el sistema de regulació *MPPT* requereix els següents elements que s'analitzen i es dissenyen en els pròxims subapartats:

- Sensors de tensió i de corrent: aquests sensors serveixen per a conèixer el punt de treball al qual opera el mòdul solar.
- Convertidor DC/DC *buck*: s'utilitza el mateix convertidor que s'ha treballat a tot l'apartat 3.1. Permet modificar el punt de treball de la instal·lació solar per tal d'aconseguir la màxima producció.
- Microcontrolador: en el cas que ocupa s'empra un miniordinador *Raspberry PI 2B+*. Aquest element s'encarrega de rebre els paràmetres de funcionament i en funció d'aquests realitzar el control adequat.
- Convertidor ADC: és necessari, a més, l'ús d'un convertidor analògic a digital ja que els sensors aporten valors continus o analògics de tensió i intensitat mentre que la *Raspberry* només és capaç de realitzar lectures digitals.

### 3.2.1 MICROCOMPUTADOR RASPBERRY PI 2

#### 3.2.1.1 DESCRIPCIÓ

La plataforma *Raspberry PI 2* és un tipus de microcontrolador, basat en el microprocessador BCM 2835 amb tecnologia *RISC* de 32 bits, que permet executar un sistema operatiu i realitzar tasques computacionals. És un sistema de codi obert i molt econòmic, amb la qual cosa permet la realització d'estudis i projectes en una multitud de camps amb relativa facilitat.

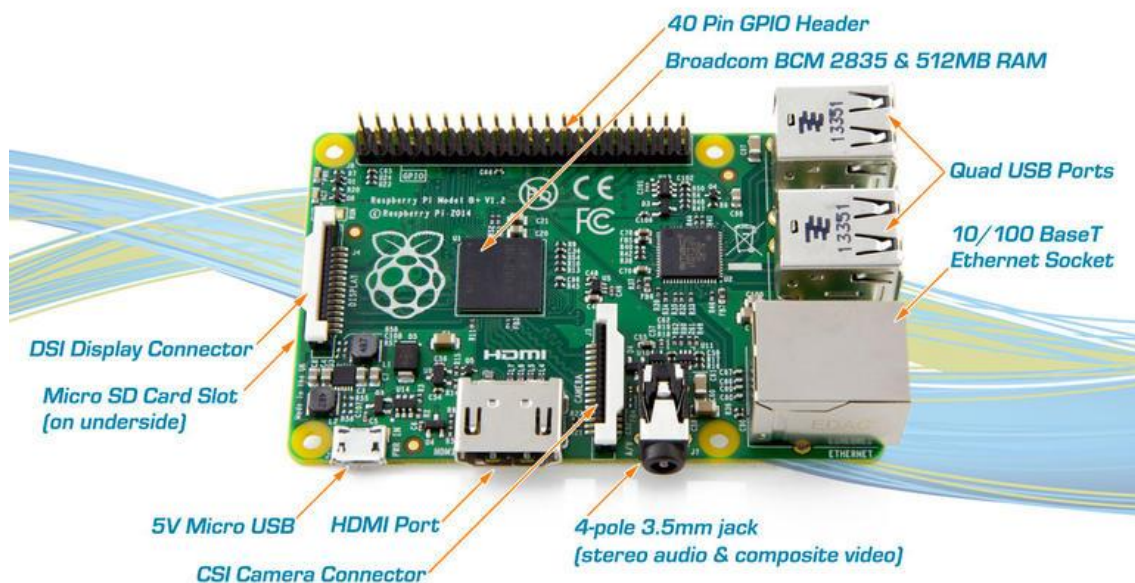


FIGURA 36 PRINCIPALS COMPONENTS DE LA RASPBERRY PI 2 (12)

A part del que ofereix aquest dispositiu com a aparell informàtic, també disposa d'uns pins que poden ser utilitzats amb finalitats electròniques. Aquests pins són els *General-Purpose-Input-Output* o GPIO.

Concretament, la versió PI2 de *Raspberry* presenta un total de 40 pins distribuïts de la següent manera: 26 pins GPIO, 2 pins d'alimentació a 3,3 V, 2 pins d'alimentació a 5 V, 8 pins GND i 2 pins d'interfície ID EEPROM utilitzats per a la comunicació de HATs.

Pin#	NAME		NAME	Pin#
01	3.3v DC Power		DC Power 5v	02
03	GPIO02 (SDA1 , I <sup>2</sup> C)		DC Power 5v	04
05	GPIO03 (SCL1 , I <sup>2</sup> C)		Ground	06
07	GPIO04 (GPIO_GCLK)		(TXD0) GPIO14	08
09	Ground		(RXD0) GPIO15	10
11	GPIO17 (GPIO_GEN0)		(GPIO_GEN1) GPIO18	12
13	GPIO27 (GPIO_GEN2)		Ground	14
15	GPIO22 (GPIO_GEN3)		(GPIO_GEN4) GPIO23	16
17	3.3v DC Power		(GPIO_GEN5) GPIO24	18
19	GPIO10 (SPI_MOSI)		Ground	20
21	GPIO09 (SPI_MISO)		(GPIO_GEN6) GPIO25	22
23	GPIO11 (SPI_CLK)		(SPI_CE0_N) GPIO08	24
25	Ground		(SPI_CE1_N) GPIO07	26
27	ID_SD (I <sup>2</sup> C ID EEPROM)		(I <sup>2</sup> C ID EEPROM) ID_SC	28
29	GPIO05		Ground	30
31	GPIO06		GPIO12	32
33	GPIO13		Ground	34
35	GPIO19		GPIO16	36
37	GPIO26		GPIO20	38
39	Ground		GPIO21	40

Rev. 1  
29/01/2014

<http://www.element14.com>

FIGURA 37 INFORMACIÓ DETALLADA SOBRE ELS PINS DE RASPBERRY PI 2 (13)

Per altra banda, alguns pins GPIO també permeten la comunicació amb altres dispositius a través de determinats protocols de comunicació: I<sup>2</sup>C, UART i SPI (8). Aquesta funcionalitat és útil en aquest projecte, ja que serveix per realitzar la recollida de dades a partir d'un convertidor analògic a digital que es mostra en els següents apartats .

### 3.2.1.2 POSADA EN MARXA DE LA RASPBERRY PI 2

En aquest subapartat s'explica la primera inicialització del dispositiu *Raspberry* i la seva configuració inicial.

Per tal de simplificar la utilització d'aquest aparell s'ha decidit utilitzar l'accés remot. Aquest fet, permet la reducció de perifèrics necessaris, com ara un teclat, ratolí i un monitor amb entrada HDMI, i per tant el seu consum i versatilitat.

Existeixen dos tipus d'accés remot que s'utilitzen en aquest projecte: la *Secure Shell (SSH)*, que permet habilitar una terminal remota, i l'accés remot a la GUI, que es farà amb el programa *RealVNC*.

#### ACCÉS A LA SSH

Per habilitar l'accés a la SSH, s'afegeix un fitxer buit amb el nom *ssh* a la carpeta arrel de la targeta SD que emprarà el sistema operatiu. Aquesta acció permet l'habilitació de la *Secure Shell (SSH)* sense necessitat d'accedir *a priori* al sistema operatiu.

Tot seguit, és necessari que la *Raspberry* romanguí connectada a la mateixa xarxa local que el dispositiu que hi accedirà remotament. Per aconseguir això, s'ha decidit utilitzar el port de xarxa d'un PC MSI PL62-7RC per tal de connectar-lo a la *Raspberry* a través d'un cable RJ-45. Tot seguit, es fa un anàlisi de la xarxa interna d'aquest PC per a localitzar el dispositiu connectat a ell.

Una vegada es coneix la IP de la *Raspberry* (en aquest cas ha estat la IP 192.168.137.2), s'utilitza un programa senzill d'accés remot via SSH anomenat PuTTY.

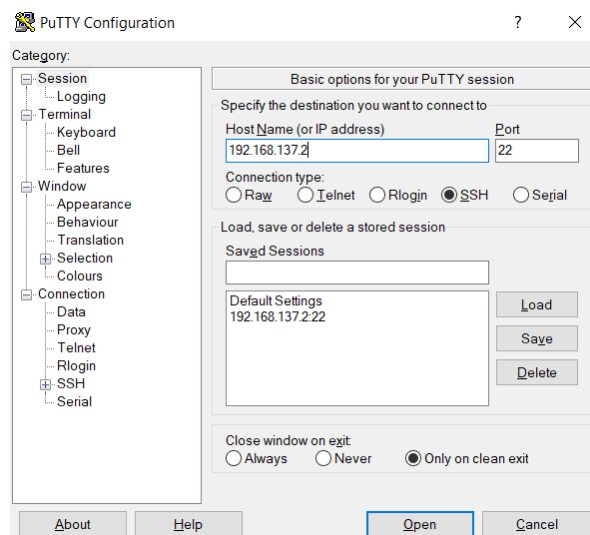


FIGURA 38 CAPTURA DE PANTALLA DEL PROGRAMA  
PuTTY

Això inicialitza una finestra de comandes que permet el control del dispositiu des de el PC. Addicionalment, es configura l'aparell per tal de que tingui una IP estàtica i sigui sempre accessible amb la mateixa informació.

A continuació s'explica la configuració necessària per a poder accedir a la GUI de la *Raspberry* de forma remota.

## ACCÉS LA GUI

Per tal de poder accedir gràficament a la plataforma es fa ús d'un programa anomenat *RealVNC*. Aquest *software* consta de dues parts principals: el servidor i el client. El servidor és instal·lat a l'aparell que ha de ser controlat remotament (la *Raspberry*), mentre que el client és instal·lat al PC.

### 3.2.1.3 GENERACIÓ PWM

El microcontrolador *Raspberry* permet la generació de senyals PWM a tots els seus pins GPIO. Ara bé, no tots els pins ofereixen la mateixa qualitat de senyal. Existeixen dos tipus de senyals PWM en funció del seu origen de generació:

- PWM per *Software*: utilitza la mateixa senyal de rellotge i el mateix processador que fa funcionar el SO, amb la qual cosa les senyals PWM que es generen així no ofereixen gran velocitat ni freqüència. Tots els pins *GPIO* permeten aquesta configuració.
- PWM per *Hardware*: utilitza el que es coneix com a *Direct Memory Access (DMA)*, i permet generar ones PWM independentment del processador principal. Això permet senyals quadrades de fins a 1 MHz. Només hi ha 4 pins (repartits en dos canals) que siguin compatibles amb aquesta configuració.

Tenint en compte que s'ha decidit que la freqüència de commutació del convertidor ha de ser de 25 kHz, es programarà el PWM per *Hardware*.

Per tal de generar aquestes ones, s'han fet servir diferents llibreries de *Python* trobades a la comunitat (*PIGPIO*, *WiringPI*...). El que s'ha descobert és que cap d'aquests mòduls externs permeten crear senyals PWM de la magnitud de freqüència que interessa d'una forma precisa.

Per tal de solucionar aquest problema, s'ha investigat de quines maneres es pot activar la generació PWM per *hardware* sense dependre de cap llibreria externa. Així, s'ha descobert que existeixen uns fitxers propis del sistema operatiu *Raspbian* que permeten habilitar els canals compatibles amb PWM per *hardware*, i configurar tant el període (o freqüència) com l'amplada dels polsos (o *duty cycle*) (9).

Per a aconseguir això, primer de tot es necessiten atorgar uns permisos a aquests fitxers per tal de poder modificar-los. D'aquesta manera es pot executar el següent script amb *bash* que cedeix els permisos necessaris:

```

sudo su << EOF
chmod 777 /sys/class/pwm/pwmchip0/export
echo 0 > /sys/class/pwm/pwmchip0/export
chmod 777 /sys/class/pwm/pwmchip0/pwm0/enable
chmod 777 /sys/class/pwm/pwmchip0/pwm0/period
chmod 777 /sys/class/pwm/pwmchip0/pwm0/duty_cycle
EOF

```

FIGURA 39 SCRIPT PER A ATORGAR ELS PERMISOS NECESSARIS PER AL HARDWARE PWM

Per altra banda, s'ha de dir que aquests comandes s'han d'executar cada vegada que es reinicia el sistema, per això interessa automatitzar aquest procés. Hi ha un fitxer localitzat a la ruta `/etc/rc.local`, que permet executar tots els comandaments i scripts que hi tingui programats al seu interior cada vegada que s'inicia el sistema.

Una vegada es poden modificar els arxius que permeten la generació PWM per *hardware*, només falta crear un mòdul de *Python* que s'encarregui d'editar aquests arxius per tal de controlar l'ona quadrada. A l'annex d'aquest estudi es mostra l'*script* implementat que realitza aquesta funció.

Aquests fitxers es troben a la ruta `/sys/class/pwm/pwmchip0/pwm0`. Els arxius en qüestió són els següents:

- Arxiu *enable*: '1' s'activa la generació PWM. '0' es desactiva.
- Arxiu *duty\_cycle*: s'hi escriu un nombre en format *string* que representa els nanosegons de puls. Aquest valor no pot ser major que el valor escrit a l'arxiu *period*.
- Arxiu *period*: s'hi escriu un nombre en format *string* que representa els nanosegons d'un període.

Per altra banda, cal afegir que per poder tenir accés a aquests arxius de configuració, a part dels permisos atorgats anteriorment, s'ha de modificar un fitxer anteriorment situat a `/sys/class/pwmchip0/export`, escrivint-li un '0' al seu interior. Aquesta acció habilita el canal 0 del PWM, i per tant els pins GPIO18 i GPIO12.

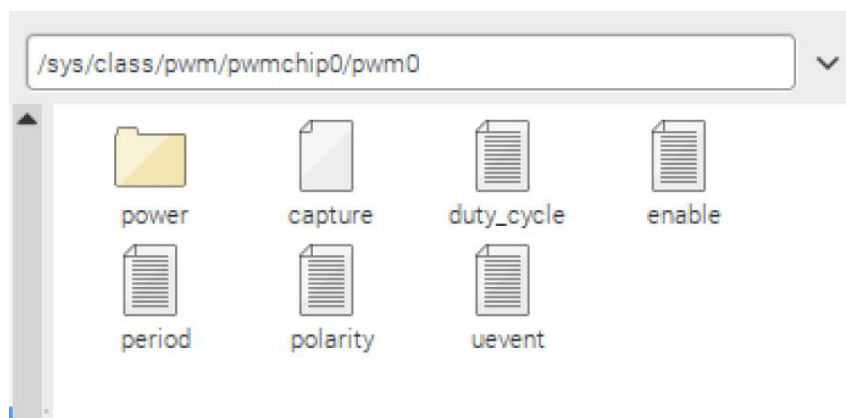


FIGURA 40 CONFIGURACIÓ MANUAL DELS FITXERS. DC=50%, F=25 KHz



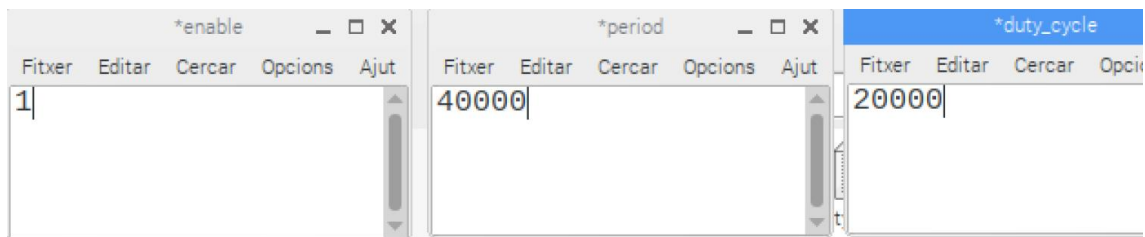


FIGURA 41 CAPTURA DE PANTALLA DE LA CARPETA `/SYS/CLASS/PWM/PWMCHIP0/PWM0`

A la fig. 42 es mostra un exemple de senyal PWM generada amb la plataforma *Raspberry PI 2* amb el mètode explicat en aquest apartat. La freqüència és de 25 kHz i l'amplitud d'uns 3 V.



FIGURA 42 PWM PER HARDWARE. DC=25%, F=25 KHz

Adicionalment, es decideix utilitzar un element de protecció per tal de protegir la *Raspberry* de possibles sobrecàrregues o altres situacions problemàtiques causades per la part d'electrònica de potència del sistema. El component que s'empra per a tal fi s'anomena optoacobrador.

Per tal d'escollir aquest element s'han de tenir en compte factors com les tensions de treball i la velocitat de resposta. D'aquesta manera s'ha decidit utilitzar el HP2611 que presenta les característiques mostrades a les taules 5 i 6<sup>9</sup>

<sup>9</sup> Taules extretes del *DataSheet* del HP-2611

TAULA 5 CARACTERÍSTIQUES ELÈCTRIQUES DEL HP2611

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Units
$I_{FL}$	Input Current, Low Level	0	250	$\mu A$
$I_{FH}$	Input Current, High Level	*6.3	15	mA
$V_{CC}$	Supply Voltage, Output	4.5	5.5	V
$V_{EL}$	Enable Voltage, Low Level	0	0.8	V
$V_{EH}$	Enable Voltage, High Level	2.0	$V_{CC}$	V
$T_A$	Low Level Supply Current	-40	+85	$^{\circ}C$
N	Fan Out (TTL load)		8	

TAULA 6 CARACTERÍSTIQUES TRANSITÒRIES DEL HP2611

Symbol	AC Characteristics	Test Conditions	Min.	Typ.*	Max.	Unit
$T_{PLH}$	Propagation Delay Time to Output HIGH Level	$R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF^{(4)}$ (Fig. 12) $T_A = 25^{\circ}C$	20	45	75 100	ns
$T_{PHL}$	Propagation Delay Time to Output LOW Level	$T_A = 25^{\circ}C^{(5)}$ $R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF$ (Fig. 12)	25	45	75 100	ns
$ T_{PHL}-T_{PLH} $	Pulse Width Distortion	$(R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF$ (Fig. 12)		3	35	ns
$t_r$	Output Rise Time (10–90%)	$R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF^{(6)}$ (Fig. 12)		50		ns
$t_f$	Output Rise Time (90–10%)	$R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF^{(7)}$ (Fig. 12)		12		ns
$t_{ELH}$	Enable Propagation Delay Time to Output HIGH Level	$I_F = 7.5mA$ , $V_{EH} = 3.5V$ , $R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF^{(8)}$ (Fig. 13)		20		ns
$t_{EHL}$	Enable Propagation Delay Time to Output LOW Level	$I_F = 7.5mA$ , $V_{EH} = 3.5V$ , $R_L = 350\Omega$ , $C_L = 15pF^{(9)}$ (Fig. 13)		20		ns

Com es pot veure, necessita un voltatge d'alimentació d'entre 4,5V i 5,5V. Això es pot aconseguir utilitzant un regulador de tensió LM7805 connectat a la bateria, de forma que transformi els 12 V provinents de la bateria als 5 V desitjats.

Per altra banda, en quan als valors de la lògica que utilitza aquest dispositiu, es dedueix que és compatible amb la lògica de la *Raspberry*: el nivell alt s'assoleix quan es disposa d'una tensió de més de 2 V. El microcontrolador utilitzat compleix correctament aquest requisit.

Per altra banda, és important també tenir en compte que el que ha de transportar aquest component de protecció és una senyal PWM de 40  $\mu s$  de període. Per això, és interessant també estudiar les característiques transitòries del HP2611. Com es pot observar a la taula 3, les distorsions i els temps de pujada i baixada són molt baixos en comparació amb la freqüència/període de la senyal generada.

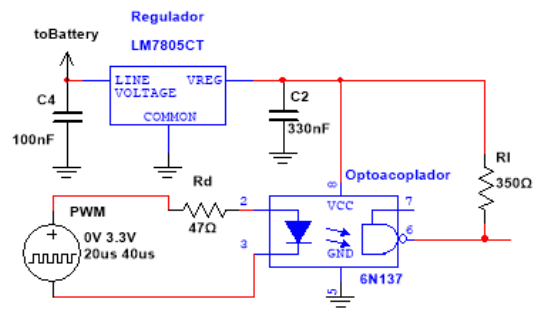


FIGURA 43 ESQUEMA HP2611 I LM7805

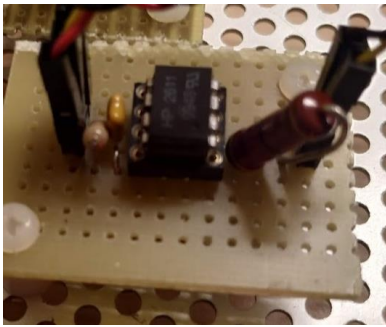


FIGURA 44 MÒDUL OPTOACOBADOR

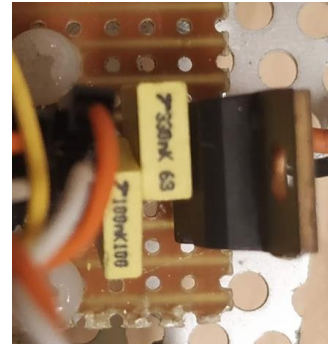


FIGURA 45 MÒDUL LM7805

Una vegada el microcontrolador està habilitat per a ser usat per la plataforma experimental, és el moment de dissenyar el sistema de recollida de dades (tensió i corrent), que permetrà conèixer el punt de treball dels panells fotovoltaics. Això serà possible amb la utilització dels protocols de comunicació que *Raspberry* ofereix.

#### 3.2.1.4 COMUNICACIONS DIGITALS

En aquest apartat s'expliquen els diferents protocols de comunicació digitals compatibles amb la plataforma *Raspberry PI v.2*. Posteriorment es passa a la selecció d'un ADC òptim per a l'aplicació.

##### 3.2.1.4.1 SERIAL PERIPHERAL INTERFACE, SPI:

Desenvolupada per *Motorola* durant la dècada dels 80. Utilitza una comunicació amb senyal de rellotge SCLK (síncrona). Les connexions entre els diferents components es realitza a través de dos cables en paral·lel: un per la transmissió de dades des de el *Master* al *Slave* (*MOSI: Master Output Slave Input*) i l'altre per la transmissió de dades en sentit contrari (*MISO: Master Input Slave Output*). Aquesta configuració permet la transmissió de dades en ambdós sentits simultàniament, això és, guanyar velocitat de transmissió. A més permet la connexió d'un mateix *Master* amb més d'un *Slave*. La senyal de rellotge és controlada per el *Master*. La selecció de cada esclau a utilitzar es fa a través de hardware, amb un o més bits addicionals de selecció (SS1, SS2, SS3...).

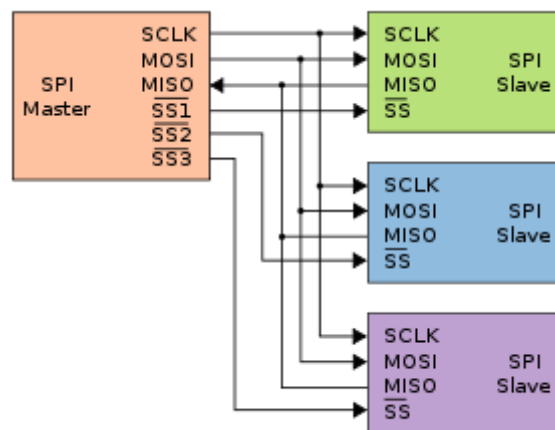


FIGURA 46 ESQUEMA D'UN SISTEMA DE PROTOCOL SPI (4)

##### 3.2.1.4.2 INTER-INTEGRATED CIRCUIT, I2C:

Creat per *Phillips Semiconductor* al 1982. Igual que el protocol *SPI* fa ús d'una comunicació síncrona amb senyal de rellotge SCL. A diferència del cas anterior, aquesta regla utilitza un sol bus de dades bidireccional. A més, permet la transmissió de dades des de diferents *Masters* a diferents *Slaves*. Cada esclau té una adreça única de 7 bits (això són  $2^7 = 128$  components que es poden utilitzar com a esclaus d'un mateix mestre com a molt), això permet que el *Master* pugui identificar mitjançant un adreçament físic cada esclau i poder escollir així l'element a comunicar. Per altra banda, aquest protocol de transmissió també disposa d'un bit de confirmació (ACK) que permet assegurar la correcta comunicació entre els dos dispositius.

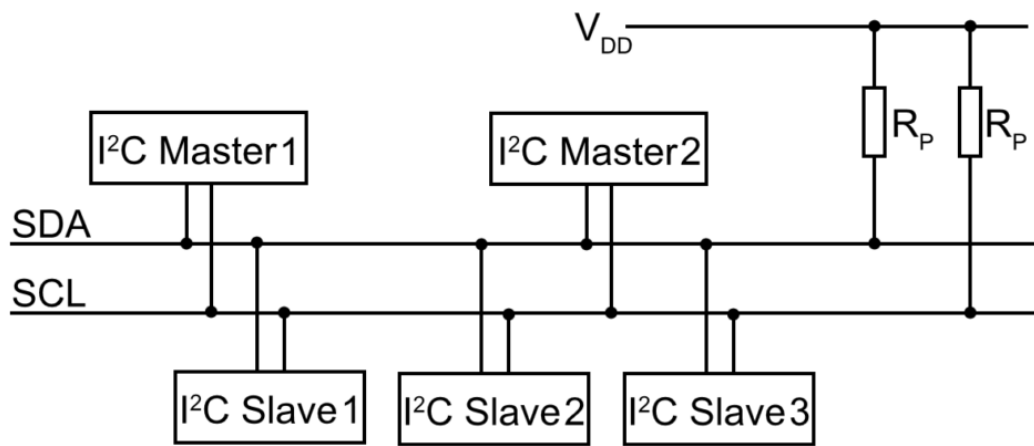


FIGURA 47 ESQUEMA D'UN SISTEMA DE PROTOCOL I2C (14)

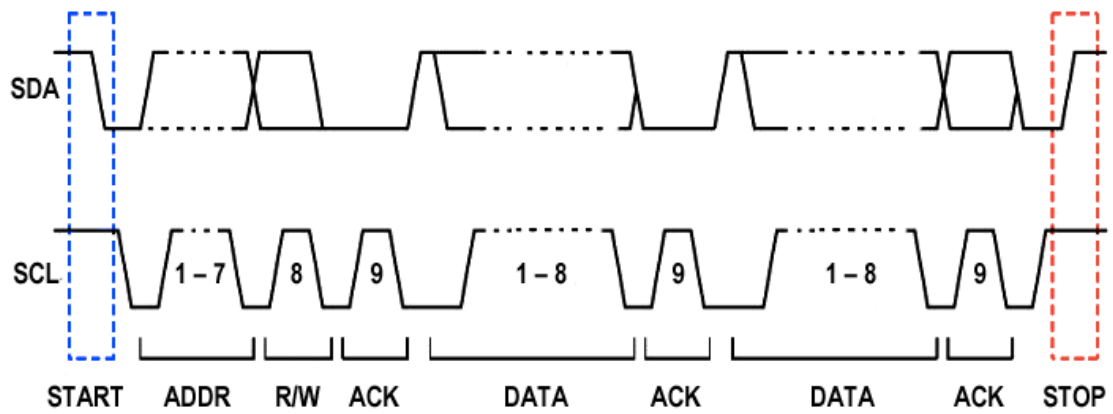


FIGURA 48 CLASSIFICACIÓ DELS BITS EN UNA TRANSMISSIÓ DE DADES PER I2C (14)

#### 3.2.1.4.3 UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER/TRANSMITTER, UART:

És un protocol de comunicació molt senzill, que a grans trets funciona de la següent manera: per començar s'envia un bit que representa el començament de la transmissió (*Start bit*), tot seguit,

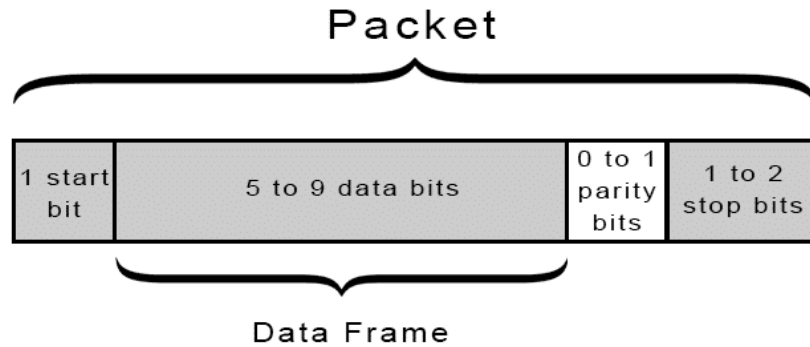


FIGURA 49 CLASSIFICACIÓ DELS BITS EN UN PAQUET DE TRANSMISSIÓ UART (15)

s'envia una paraula d'un nombre determinat de bits que és la informació a enviar (*data frame*), i per acabar s'envia un bit de paritat (*parity bit*) seguit d'un o dos bits més per indicar el final del procés (*Stop bits*). Els dos elements a comunicar tenen una entrada de dades (Rx) i una sortida de dades (Tx). Tot i la senzillesa d'aquest protocol, presenta una molt baixa velocitat de transmissió.

Una vegada s'han analitzat els avantatges i inconvenients de cada protocol de comunicació que ofereix *Raspberry*, es disposa a comparar diferents convertidors AD que existeixen en el mercat, i posteriorment es fa la selecció de l'element que en farà ús el regulador *MPPT*.

### 3.2.1.5 CONVERTIDOR ANALÒGIC A DIGITAL (ADC)

Com ja s'ha explicat, el microprocessador no permet la lectura de senyals analògiques, amb la qual cosa és necessari la incorporació d'un convertidor analògic a digital. Als pròxims apartats s'estudien diferents alternatives que poden cobrir aquesta funció i es realitza la decisió òptima.

#### 3.2.1.5.1 ELECCIÓ DEL CONVERTIDOR AD

Com a pas previ a l'elecció del component adc, es mostra a la taula 7 un quadre comparatiu dels tres protocols de comunicació comentats anteriorment.

TAULA 7 COMPARACIÓ DELS DIFERENTS PROTOCOLS DE COMUNICACIÓ

	SPI	I2C	UART
<b>Data Rate</b>	Alta	Mitjana	Baixa
<b>Bit de confirmació</b>	No	Sí	No
<b>Nombre de masters</b>	1	Múltiples	1
<b>Nombre de slaves</b>	Múltiples	128 <sup>10</sup>	1
<b>Nombre de cables</b>	4	2	1 o 2(bidireccional)
<b>Bidireccional</b>	Sí	Sí	Sí
<b>Síncrona (SCLK)</b>	Sí	Sí	No
<b>Abast de transmissió</b>	Curta distància	Curta distància	Curta distància

Una vegada, es coneixen les principals característiques d'aquests protocols, es passen a comparar (taula 8) una sèrie de convertidors de diferents prestacions compatibles amb la plataforma de *Raspberry*.

TAULA 8 COMPARACIÓ DE DIFERENTS CONVERTIDORS ANALÒGICS A DIGITALS (ADC)

	ADS1013/4/5	ADS1113/4/5	MCP3004/8
<b>Resolució</b>	12 bits	16 bits	10 bits
<b>Sample Rate</b>	3.3 ksps	860 sps	200 ksps <sup>11</sup>
<b>Protocol de comunicació</b>	I2C	I2C	SPI
<b>Alimentació V<sub>DD</sub></b>	2 – 5.5 V	2 – 5.5 V	2.7 – 5.5 V
<b>Nombre de canals</b>	1/1/4	1/1/4	4/8
<b>Guany programable</b>	✓	✓	✗
<b>Opció lectura diferencial</b>	✓	✓	✓

<sup>10</sup> Aquest nombre no és del tot real: de les 128 adreces possibles, n'hi ha que estan reservades per accions especials (com el cas de la 0x00 entre d'altres). Per altra banda, també existeixen components I2C que tenen un registre de localització de 10 bits (1024 possibles adreces), encara que no són tan àmpliament utilitzats.

<sup>11</sup> A una tensió V<sub>DD</sub> = 5 V

Les mesures analògiques que han de passar per l'ADC són una lectura simple de corrent i una lectura diferencial de la tensió. Per això es necessiten com a mínim 3 canals diferents. Això ens deixa en quatre possibles opcions: ADS1015, ADS1115, MCP3004 i MCP3008.

A més, és convenient tenir tant una velocitat de mostratge com una resolució les més altes possibles. El component MCP3004 té un valor de *sample-rate* realment gran (200ksps) ja que funciona amb el protocol SPI, però per altra banda, té una resolució de només 10 bits, això són  $2^{10} = 1024$  possibles valors. Això vol dir que suposant que la placa solar està funcionant en condicions STC i està en circuit obert, té una tensió de  $V_{oc} = 43.4$  V, que aproximant a 44 V, es tendria una resolució de resposta de:  $44/1024 = 0.042$  V = 42 mV.

Per altra banda, en el cas del ADS1115, que té una precisió de 16 bits, aplicant els mateixos supòsits que en el cas anterior es tendria una resolució de:  $44/65536 = 0.68$  mV. Aquesta és una molt bona resolució de resposta, però aquest ADC té una velocitat de mostratge de només 860 mostres/seg massa baixa per l'aplicació en qüestió, amb la qual cosa es descarta aquest convertidor.

Finalment, si utilitzéssim el component ADS1015, que té una precisió de 12 bits, fent les mateixes suposicions que en els casos anteriors es tendria una resolució de:  $44/4096 = 0.01$  V = 10 mV. A més, aquest convertidor té una velocitat de mostratge de 3300 mostres/seg.

La millor opció en quant a resolució és la del ADS1015 utilitzant el protocol I2C, en canvi, en quant al *sample-rate* la millor alternativa és la del MCP3004<sup>12</sup> utilitzant el protocol SPI.

L'aplicació per la qual s'està realitzant aquest estudi és la de convertir valors de corrent i tensió a valors compatibles amb el microcontrolador, per que aquest alhora sigui capaç de optimitzar la potència extreta d'un o més panells fotovoltaics. És a dir, aquest convertidor ADC ha de ser capaç detectar amb prou rapidesa els canvis de voltatge i intensitat deguts a les variacions de temperatura i irradiació solar durant el dia. D'aquesta manera, es pot afirmar que degut a la moderada velocitat de variació per part de l'ambient exterior, no és vertaderament necessari disposar d'un ADC molt ràpid.

Així, es decideix utilitzar el convertidor ADC 1015, ja que ofereix una precisió més alta que l'opció amb SPI, encara que presenti una menor velocitat de mostratge (3.3 ksps en front dels 200ksps<sup>13</sup>), ja que per les condicions en que treballarà el sistema, aquest *data-rate* serà suficient.

---

<sup>12</sup> La opció MCP3008 ja no es considera, ja que no es requereixen més de 4 canals i aquest n'ofereix 8. A més, és un component lleugerament més car que el MCP3004.

<sup>13</sup> Cal afegir que, aquestes velocitats no són totalment realistes, ja que depenen en gran mesura del nombre de canals que s'utilitzen i de la velocitat d'execució així com els *delays* que pugui tenir el codi que controla aquests ADC's.



### 3.2.1.5.2 CONFIGURACIÓ I COMPROVACIÓ DEL CONVERTIDOR SELECCIONAT

Per tal de posar a prova el convertidor seleccionat, s'ha decidit fer ús d'un generador de funcions per tal de crear una senyal variable que entri a l'ADC, i realitzi la conversió de dades.

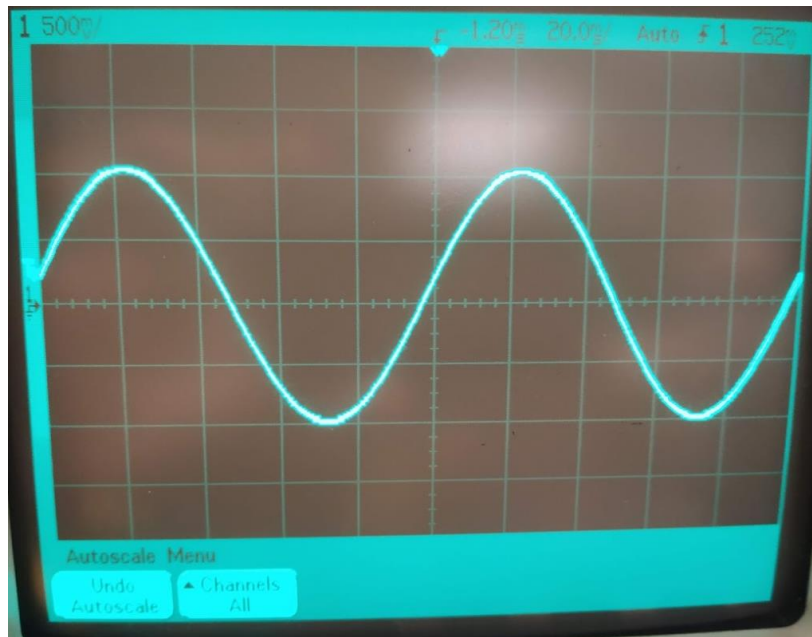


FIGURA 50 ONA DE PROVA GENERADA DE 10 Hz I AMPLITUD DE 1 V

Per fer això, s'ha escrit un script en Python que s'encarrega de recollir les dades convertides per l'ADC i representar-les en una gràfica tensió en front del temps. A més, aquest script està programat perquè llegeixi els quatre canals encara que només reculli les dades de dos d'ells (de forma diferencial). Això es fa així per tal de comprovar la màxima prestació que pot oferir aquest dispositiu.

Cal comentar també, que la freqüència de rellotge del protocol I<sup>2</sup>C és un paràmetre que permet ser configurat. Aquest ADC permet freqüències de 100 kbps i 400 kbps.

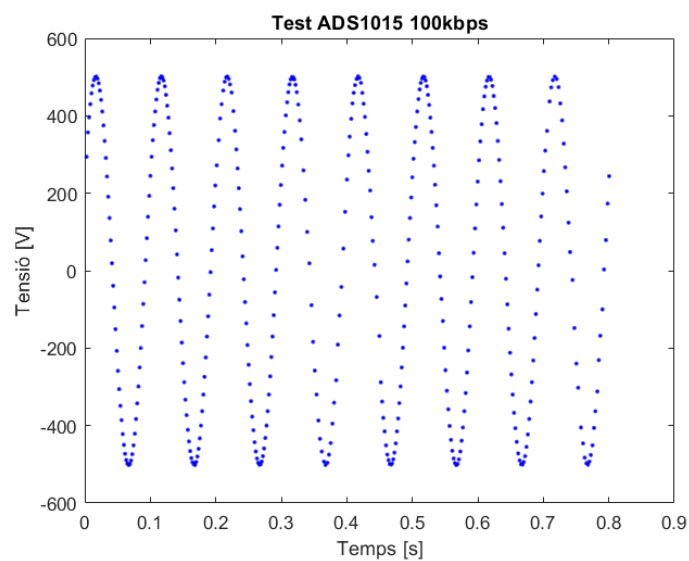


FIGURA 52 TEST ADS1015 FCLK = 100 KBPS

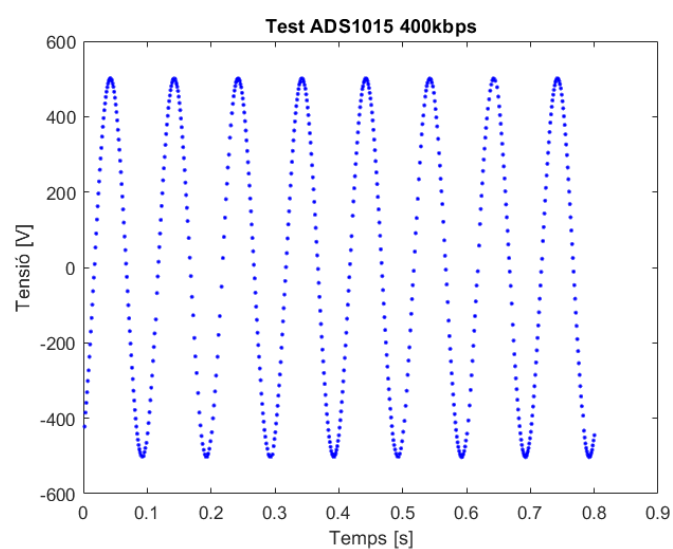


FIGURA 51 TEST ADS1015 FCLK = 400KBPS

Com es comprova a les fig. 51 i 52, l'ADS1015 té lleugerament més capacitat de conversió per a un *baudrate* més alt. Així es decideix utilitzar una freqüència de rellotge de 400 KHz.

### 3.2.1.6 SENSORS DE TENSIÓ I INTENSITAT

Els mòduls KC40T per al qual dissenyem el sistema regulador de càrrega té els següents paràmetres elèctrics de funcionament:

TAULA 9 PARÀMETRES ELÈCTRICS KC40T. CONDICIONS STC

Paràmetre	Valor [unitats]
<b>V<sub>OC</sub>: tensió de circuit obert<sup>5</sup></b>	43.4 [V]
<b>V<sub>mpp</sub>: tensió de punt de màxima potència<sup>14</sup></b>	34.8 [V]
<b>I<sub>CC</sub>: intensitat de curt-circuit<sup>5</sup></b>	2.65 [A]
<b>I<sub>mpp</sub>: intensitat de punt de màxima potència<sup>5</sup></b>	2.48 [A]

Amb aquests valors es té una referència sobre la capacitat de lectura que ha de tenir cada sensor.

#### 3.2.1.6.1 SENSOR DE CORRENT

La corrent màxima que aquest sensor ha de ser capaç de llegir és la intensitat de curt-circuit, que és de 2.65 A. Si li apliquem un factor de seguretat d'un 1.5, són uns 3 A. S'ha escollit un sensor ACS715 muntat en una PCB per *Polulu cs01a* com el de la fig. 53 (10).

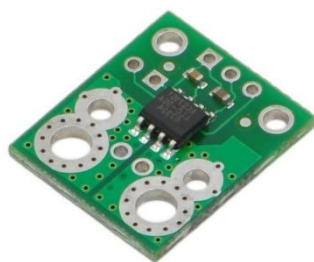


FIGURA 53 SENSOR DE CORRENT ACS715 MUNTAT EN PCB (16)

S'ha decidit utilitzar aquest element degut als següents motius:

- Capacitat de llegir intensitats de entre 0 i 30 A. Satisfà els 3 A màxims del panell.
- Muntatge en PCB amb un filtre RC passa-baixos de 90 kHz necessaris i amb forats tant per connexions com per perns.
- Possibilitat d'augmentar la capacitat de filtratge.
- Aïllament de 2.1 kV RMS. Útil per protegir el microcontrolador.
- Baix error de mesura:  $\pm 1.5\%$ , és a dir, per 3 A es tendria un error  $\pm 45$  mA.

<sup>14</sup> Per condicions STC: 1000 W/m<sup>2</sup> a 25°C (AM1.5)

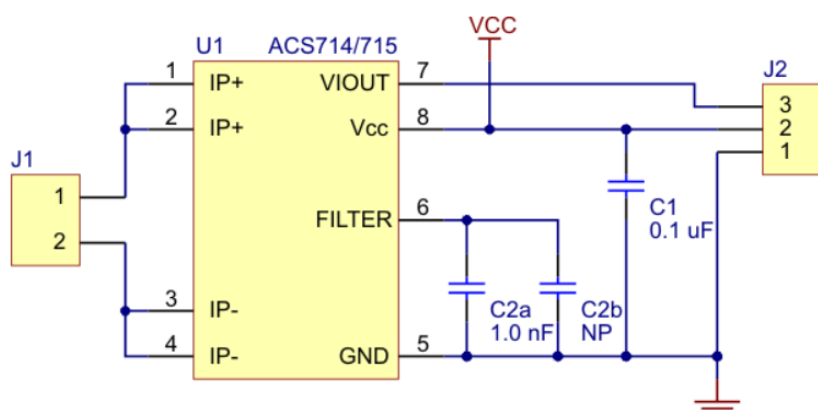


FIGURA 54 ESQUEMA ELÈCTRIC DEL CIRCUIT QUE OFEREIX (16)

### 3.2.1.6.2 SENSOR DE TENSIÓ

Per tal de fer la lectura de la tensió al mòdul fotovoltaic, es muntarà un divisor de tensió pel born positiu i un altre pel born negatiu de la placa solar, que sigui capaç de reduir prou la tensió del mòdul per evitar una sobretensió a la *Raspberry* i que alhora sigui llegible per l'ADC. L'ADC és un convertidor analògic a digital que ofereix la possibilitat de programar el guany. El guany és l'interval de tensions mesurable per aquest ADC recollits a la taula 10.

TAULA 10 OPCIONS DE GUANY (PGA SETTING)<sup>15</sup>

PGA SETTING	FS (V)
2/3	$\pm 6.144V^{(1)}$
1	$\pm 4.096V^{(1)}$
2	$\pm 2.048V$
4	$\pm 1.024V$
8	$\pm 0.512V$
16	$\pm 0.256V$

D'aquesta manera es pren la decisió de programar l'ADC amb un guany de 2, és a dir,  $\pm 2.024 V$ . Així, partint de que el valor teòric màxim del panell és de 43.4 V en circuit obert i aproximant aquest valor a 44 V per tenir més marge, es pot calcular el valor de les resistències del sensor de tensió.

<sup>15</sup> Taula extreta del *DataSheet* del ADS1015

Com ja s'ha explicat anteriorment, ja que l'ADS1015 permet realitzar lectures diferencials (molt útil per netejar el soroll: degut a que la mesura diferencial resta les senyals de dos canals diferents, si aquestes dues tenen el mateix soroll, aquest s'anul·la), es muntaran dos divisors de tensió: un a cada born de la placa solar (fig. 55).

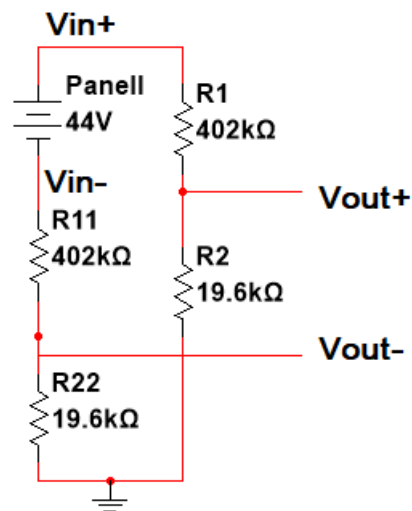


FIGURA 55 ESQUEMA DEL SENSOR DE TENSÍO DE DOS DIVISORS

La tensió d'entrada  $V_{in}$  (del mòdul) i la tensió de sortida (a l'ADC) es relacionen de la següent forma:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [41]$$

Així aplicant els següents valors a l'anterior equació es pot dissenyar el sensor de tensió:

TAULA 11 DISSENY DEL DIVISOR DE TENSÍO

Paràmetre	Valor
$V_{in}$ : tensió màxima del mòdul fotovoltaic	44 V
$V_{out}$ : tensió màxima reduïda a l'ADC	2.048 V
$R_2$ : segona resistència del sensor.	19.6 kΩ <sup>16</sup>

D'aquesta forma, només manca calcular el valor de  $R_1$  a partir de l'equació [41]:

$$R_1 = R_2 \frac{V_{in}}{V_{out}} - R_2 = 401.49 \text{ k}\Omega \quad [42]$$

<sup>16</sup> Valor seleccionat arbitràriament.

Agafant el valor nominal superior més proper a aquest càlcul, es decideix utilitzar uns resistors de 402 kΩ.

La precisió d'aquest sensor serà la següent, tenint en compte la resolució de 12 bits de l'ADC:

$$\Delta V_{out} = \frac{2.048}{2^{11}} = 0.001 \text{ V} \quad [43]$$

Que traduïts a la tensió d'entrada són:

$$\Delta V_{in} = \Delta V_{out} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 0.022 \text{ V} \quad [44]$$

Així es comprova aquest mesurador de tensió dissenyat en aquest apartat amb una petita simulació amb el software *MultiSIM*:

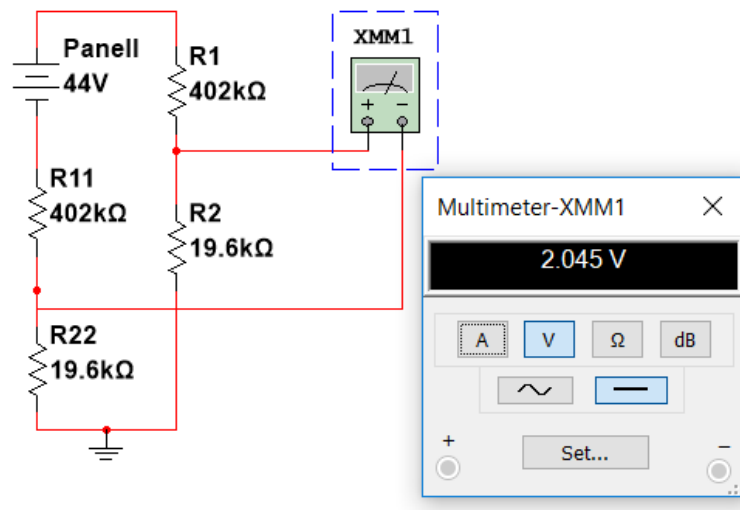
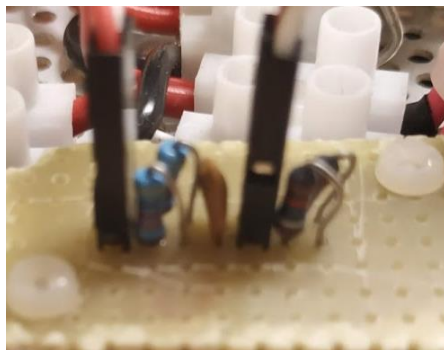


FIGURA 56 SIMULACIÓ DEL SENSOR DE TENSÍO DISSENYAT

Finalment, és necessari decidir quin tipus de resistors es volen emprar per a tal aplicació. El requeriment de tenir una precisió elevada juntament amb les petites tensions que es manegen, impliquen que s'hagin de fer ús de resistors de baixa tolerància.

Per tot això, es fabriquen els divisors de tensió amb resistors de pel·lícula metàl·lica d'un 1% de tolerància. Aquests tipus de resistors destaquen per la seva menor tolerància, major precisió i major estabilitat, tot i que tenen un cost considerablement superior.



*FIGURA 57 MÒDUL SENSOR DE VOLTATGE*

#### 3.2.1.6.3 COMPROVACIÓ DELS SENSORS SELECCIONATS

Les primeres proves que s'han fet amb els sensors escollits, l'ADC i la Raspberry han donat uns resultats no molt acurats i plens de soroll. Les causes trobades a aquests problemes són de dos tipus. Per una banda, les interferències tan capacitives com inductives de la xarxa de distribució elèctrica de 50 Hz, i per altra banda, el soroll degut als transitoris provocats per la commutació del MOSFET a 25 kHz.

Per tal de millorar la capacitat de mesura, s'ha decidit utilitzar cables trenats i blindats (amb el blindatge connectat a terra) per a la connexió entre els sensors, l'ADC i la Raspberry (11). A més, s'afegeix un condensador ceràmic de 650 nF just a l'entrada del convertidor (abans dels condensadors d'entrada, el díode antiretorn i el sensor de corrent).

Prenent totes aquestes mesures s'ha aconseguit millorar considerablement la resposta obtinguda per part dels sensors.

### 3.2.2 ALGORISMES MPPT

En aquest apartat s'explica el funcionament i la implementació dels mètodes algorítmics a utilitzar amb la plataforma experimental, que serveixen per a tancar el llaç del sistema.

En el present projecte només es proven mètodes del tipus directe. Altres tipus de tècniques es podrien implementar i avaluar els seus resultats en futurs projectes.

#### ALGORISME PERTORBACIÓ I OBSERVACIÓ (P&O):

El mètode P&O es basa en comparar dos valors consecutius de potència instantània a partir de fer variar el *duty cycle* aplicat al convertidor. A partir d'aquesta comparació es decideix en quin sentit ha de continuar la pertorbació per tal d'arribar al punt de màxima potència.

El seu funcionament es resumeix en el diagrama de flux representat a la fig. 58.

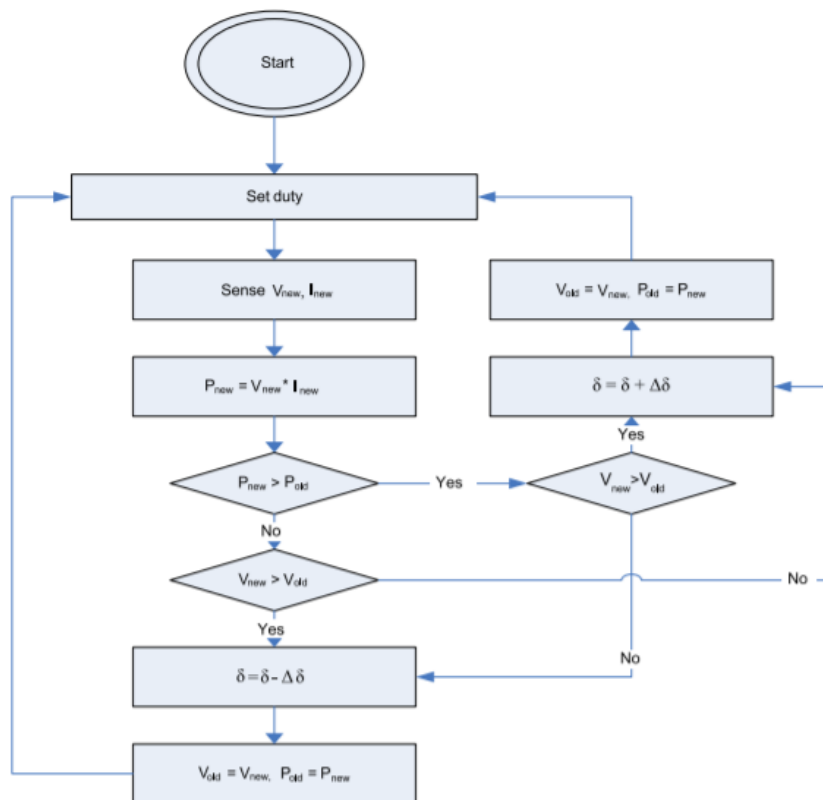


FIGURA 58 DIAGRAMA DE FLUX DEL MÈTODE P&O (17)



### ALGORITME CONDUCTÀNCIA INCREMENTAL (INC):

Com ja s'ha explicat breument al capítol de l'estat de l'art, aquest mètode funciona d'una forma molt similar al mètode anterior, amb la diferència que no es comparen les potències en dos instants determinats, sinó que es parteix del fet que la derivada de la potència respecte la tensió és igual a zero en el MPP:

$$P = V \cdot I \quad [45]$$

$$P = P_{MPP} \Rightarrow \frac{dP}{dV} = 0 \quad [46]$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad [47]$$

D'aquesta manera queda la següent expressió que relaciona la conductivitat instantània amb la seva variació:

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad [48]$$

TAULA 12 CONDICIONS DE L'ALGORISME MPPT

Condicció	Acció
$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV}$	Es treballa en el MPP. No es realitzen canvis.
$-\frac{I}{V} > \frac{dI}{dV}$	Pendent negativa. S'ha de disminuir la tensió (Augmentar DC).
$-\frac{I}{V} < \frac{dI}{dV}$	Pendent positiva. S'ha d'augmentar la tensió (Disminuir DC).

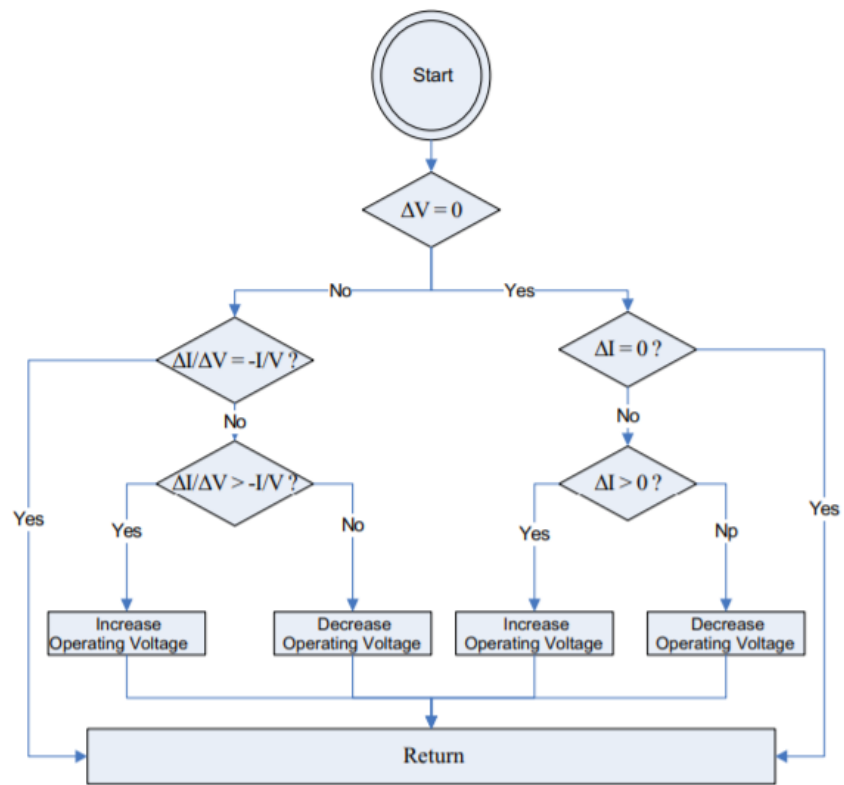


FIGURA 59 DIAGRAMA DE FLUX DEL MÈTODE IncCOND (17)

## 4. RESULTATS EXPERIMENTALS

En aquest bloc es realitzen finalment les proves experimentals amb el sistema construït i comprovat en apartats anteriors.

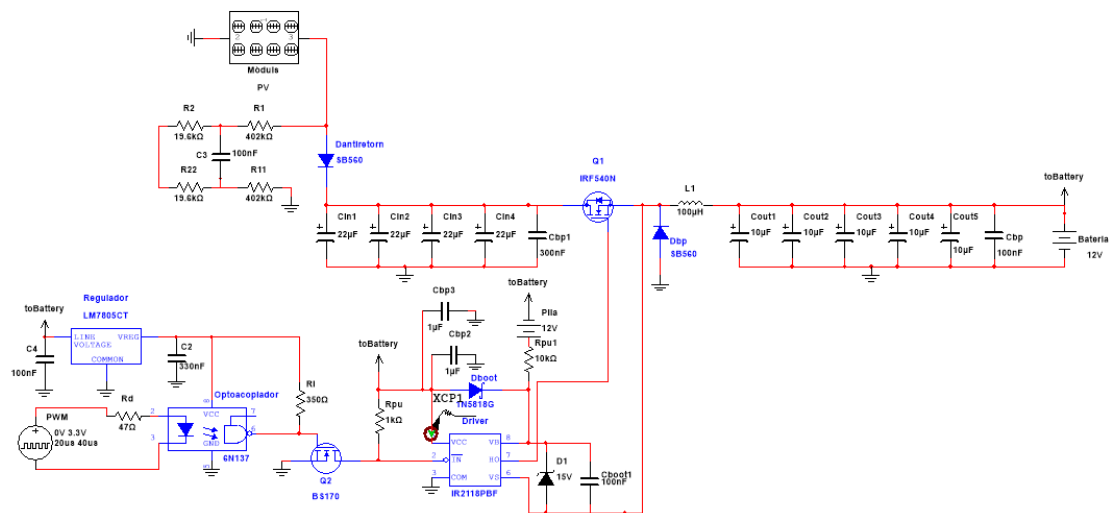


FIGURA 60 ESQUEMA DEL SISTEMA FINAL. NOTA: NO HI REPRESENTATS NI EL SENSOR DE CORRENT ACS715, NI LA RASPBERRY, NI L'ADS1015.

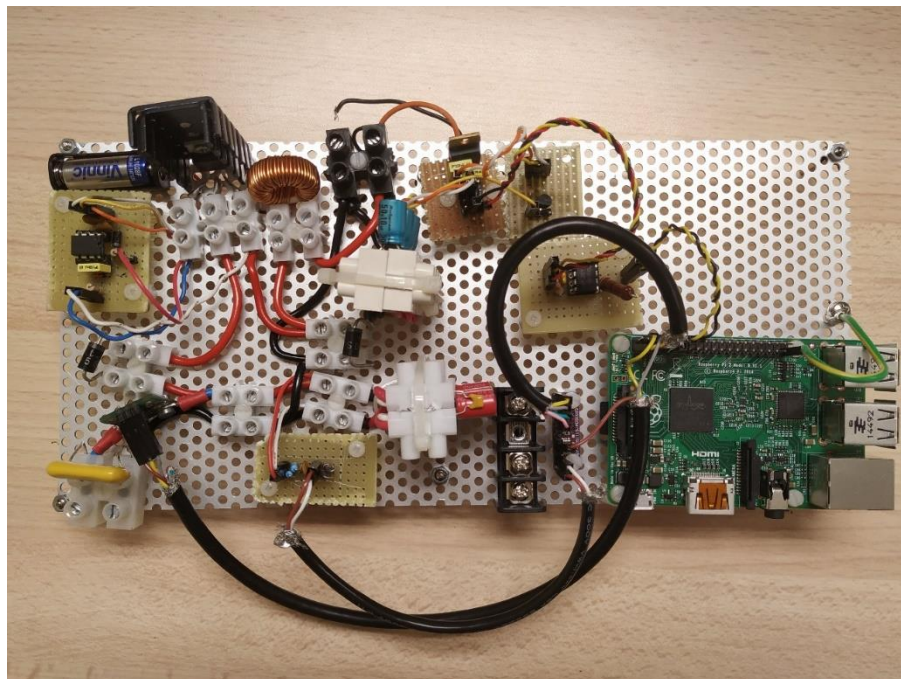


FIGURA 61 PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Aquest sistema es connecta de la següent manera: la sortida del convertidor es connecta a la bateria de 12 V i l'entrada als borns del mòdul solars KC40T. Per altra banda, la bateria també s'encarrega d'alimentar tots els elements que necessiten una font addicional, és a dir, l'optoacoblador, el regulador LM7805, el controlador IR2118 i el *level shifter*.



FIGURA 62 BATERIA S312/26 POWERFIT UTILITZADA PER L'EXPERIMENT.



FIGURA 63 MÒDULS SOLARS KC40T CONNECTATS EN SÈRIE

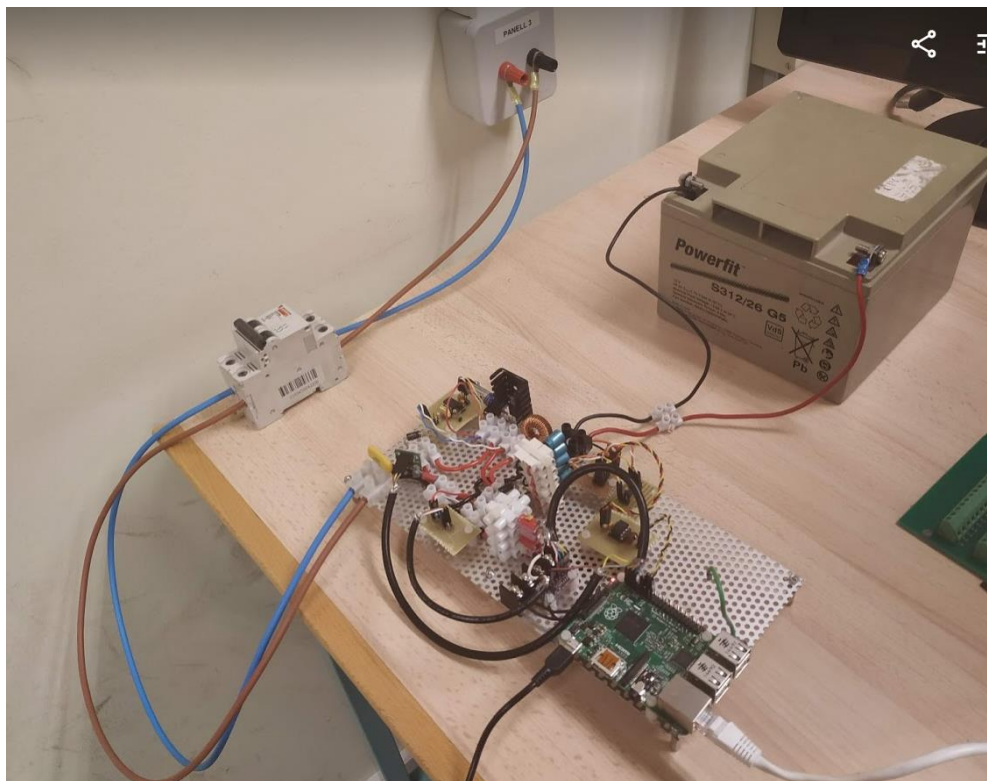


FIGURA 64 SISTEMA CONNECTAT I PREPARAT PER A SER POSAT EN FUNCIONAMENT

#### 4.1 OBTENCIÓ DE CORBES P-V

Per començar amb les proves experimentals, s'han programat uns algorismes que s'encarreguen de recórrer la corba característica dels panells fotovoltaics.

Tenint en compte que la bateria és de 12 V i els panells tenen una tensió de circuit obert de 43.4 V, es pot calcular el *duty cycle* mínim:  $12/43.4 = 0.28$  (28%). Aleshores es prendran mesures des de aquest 28 % fins al 100% en variacions de 1%. Els resultats s'aprecien a les següents gràfiques construïdes amb el software *Matlab* a partir d'arxius csv generats per el mateix algorisme programat.

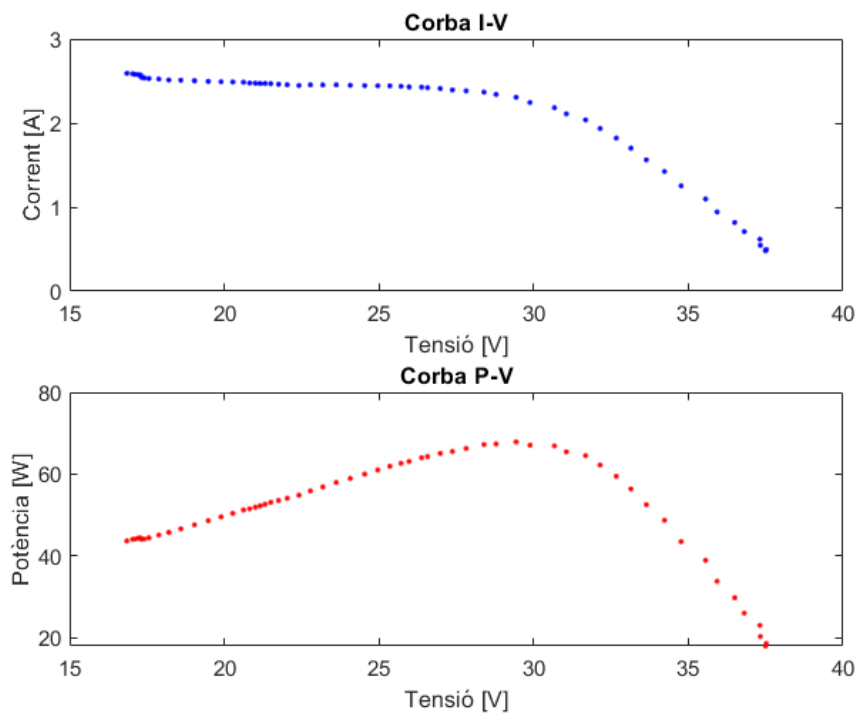


FIGURA 65 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 818 W/m<sup>2</sup>, 51C, 2019-09-26 12:56:47

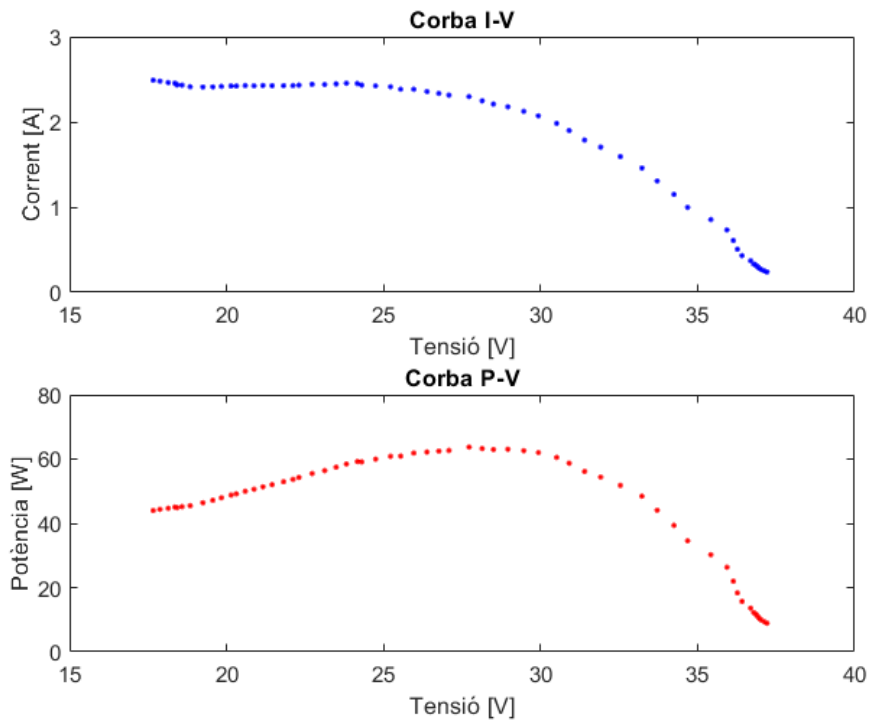


FIGURA 66 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 838 W/M<sup>2</sup>, 60.3C, 2019-09-26 14:08:49

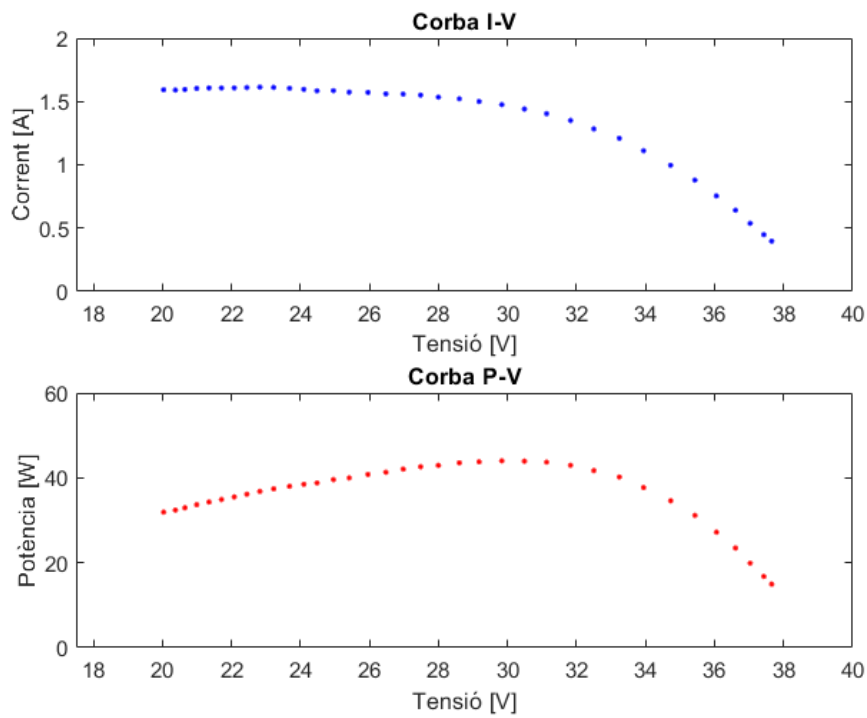


FIGURA 67 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 593 W/M<sup>2</sup>, 48C, 2019-06-26 10:43:59

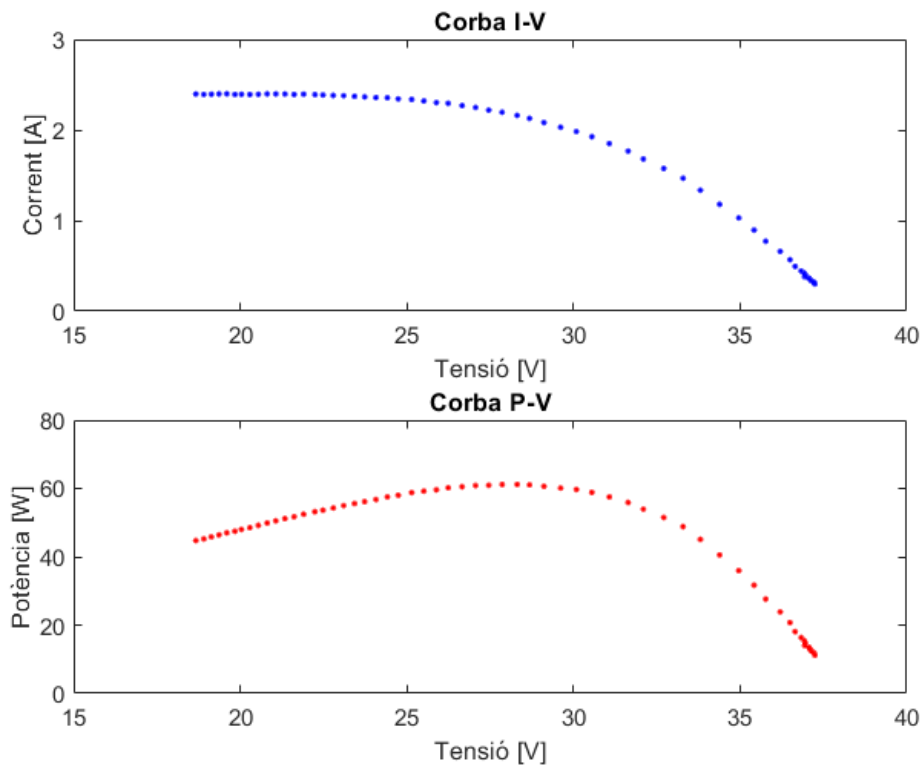


FIGURA 68 CORBES CARACTERÍSTIQUES. 817 W/M<sup>2</sup>, 59C, 2019-06-27 14:18:23

Les fig. 65, 66, 67 i 68 mostren quatre exemples de l'obtenció de les corbes característiques referents als mòduls solars KC40T. Les gràfiques superiors (punts blaus) corresponen a les característiques Intensitat-Tensió, mentre que les gràfiques inferiors (punts vermells) fan referència a les corbes Potència-Tensió, que s'obtenen multiplicant cada valor de voltatge per cada valor de corrent.

Com es pot comprovar, les formes que el sistema és capaç de detectar s'aproximen molt a les corbes que els panells fotovoltaics tenen per naturalesa.

Per altra banda, en quan als paràmetres principals que es poden deduir de les figures anteriors coincideixen prou bé amb els valors que proporciona el fabricant dels mòduls utilitzats al seu *Datasheet*: en condicions de migdia solar (entre les 12pm i les 16pm) s'obté una potència màxima d'entre 50W i 70W, quan el punt MPP teòric és de 86W.

Finalment, es pot comentar també que la tensió de circuit obert i el corrent de curt circuit, també coincideixen satisfactòriament amb els paràmetres que es coneixen.

## 4.2 FUNCIONAMENT DELS ALGORISMES IMPLEMENTATS

En aquest apartat es mostren els resultats obtinguts executant l'algoritme de pertorbació i observació (P&O) i l'algoritme de Conductància Incremental per diferents dies i hores. També es varia el temps d'execució de l'algoritme per a poder tenir una vista detallada i una més general del funcionament de cada un dels mètodes.

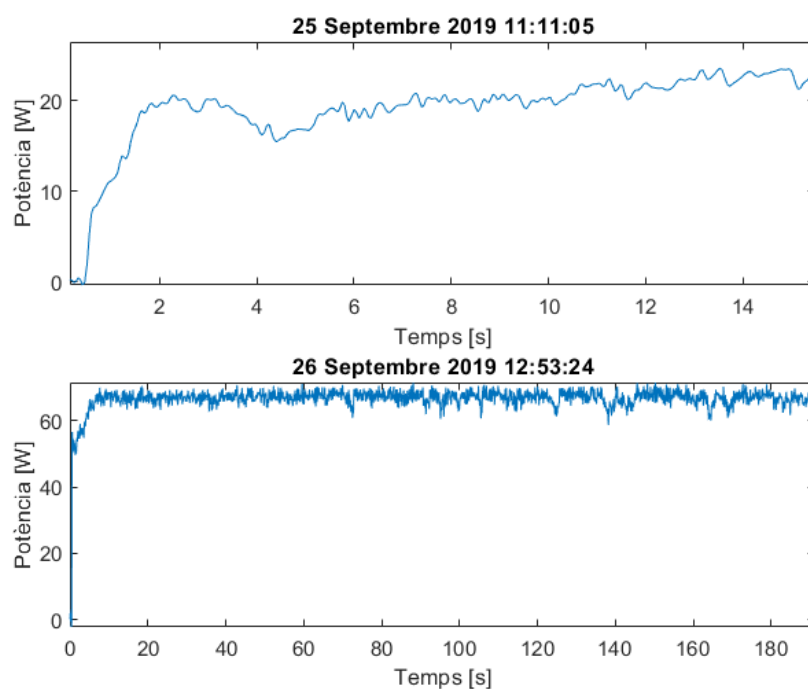


FIGURA 70 RESULTATS DE L'ALGORISME P&O

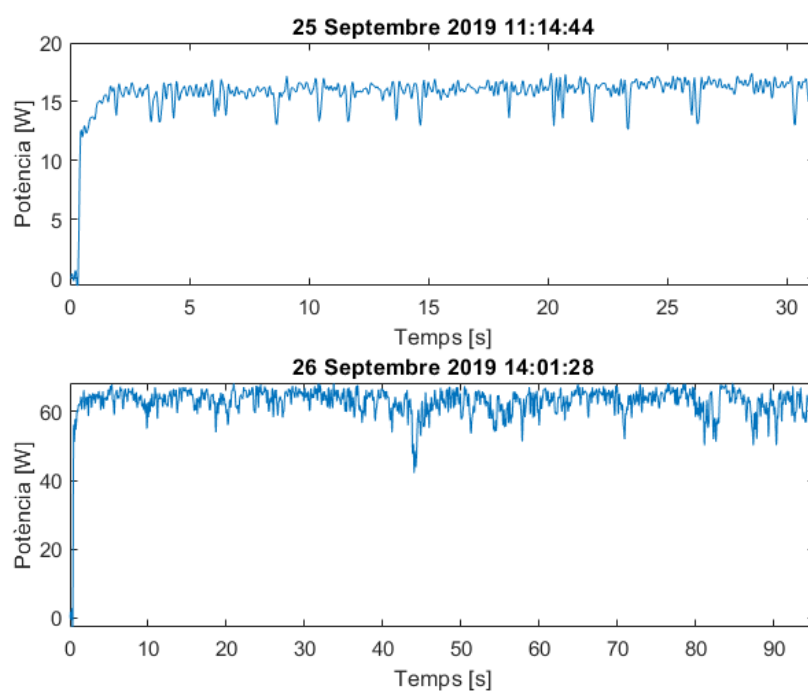


FIGURA 69 RESULTATS DE L'ALGORISME DE CONDUCTÀNCIA INCREMENTAL



Comparant la prova realitzada el dia 26 de Setembre de la fig. 69 amb la corba P-V de la fig. 70 (obtingudes en moments propers del mateix dia), es pot observar que l'algorisme P&O es capaç de localitzar el MPP que en aquell moment era d'uns 70W.

D'altra banda, en quant a l'algorisme de conductància incremental (fig. 69, inferior) també és capaç de fer treballar l'equip fotovoltaic al punt de màxima potència, que en aquells moments rondava també els 70 W (fig. 66).

Per altra banda, es pot comentar també que el mètode de conductància incremental és capaç de trobar el MPP d'una forma més veloç que el mètode de pertorbació i observació. Aquest avantatge però, provoca que una vegada s'opera en el MPP, la senyal obtinguda oscil·li més que l'altre algoritme. Tot això, es deu a que a diferència del mètode de P&O, que actua en funció dels valors dels paràmetres a cada instant, el mètode IncCond, té un cert caràcter derivatiu que provoca una previsió més gran que en el primer algoritme. D'aquesta manera, les oscil·lacions que s'observen són causades per el fet que aquest mètode és més sensible al soroll.

A més, cal comentar també que, com es pot visualitzar a la fig. 70-superior, el mètode sembla comportar-se de forma diferent als altres casos ja comentats. Caldria estudiar a que es pot deure aquest fet: possibilitat de que a baixes potències el sistema no respon correctament, o una incorrecta execució del algorismes per part de la plataforma *Raspberry*.

Finalment, cal afegir que les mesures mostrades a les fig. 69 i 70 han estat filtrades amb el *software Matlab*, i que inicialment presentaven unes oscil·lacions més grans. A més, durant algunes execucions dels algorismes, la targeta *Raspberry* ignorava els punts decimals d'algunes mesures en el moment de registrar aquests valors, amb la qual cosa s'han hagut d'eliminar aquestes anomalies.

### 4.3 TEST DE VELOCITAT DE RESPOSTA

Un altre tema interessant a tenir en compte a l'hora de posar a prova la capacitat de la plataforma, és la velocitat d'adaptació en condicions de canvis relativament ràpids d'irradiació solar.

Per fer aquest experiment, s'ha aprofitat que el dia 27 de Setembre del 2019 hi havia abundància de núvols i el cel es tapava i es destapava contínuament.

A la fig. 71 es mostra l'execució dels dos algorismes comentats anteriorment en condicions d'aquest tipus. També es mostra representat el nivell d'irradiació en cada instant.

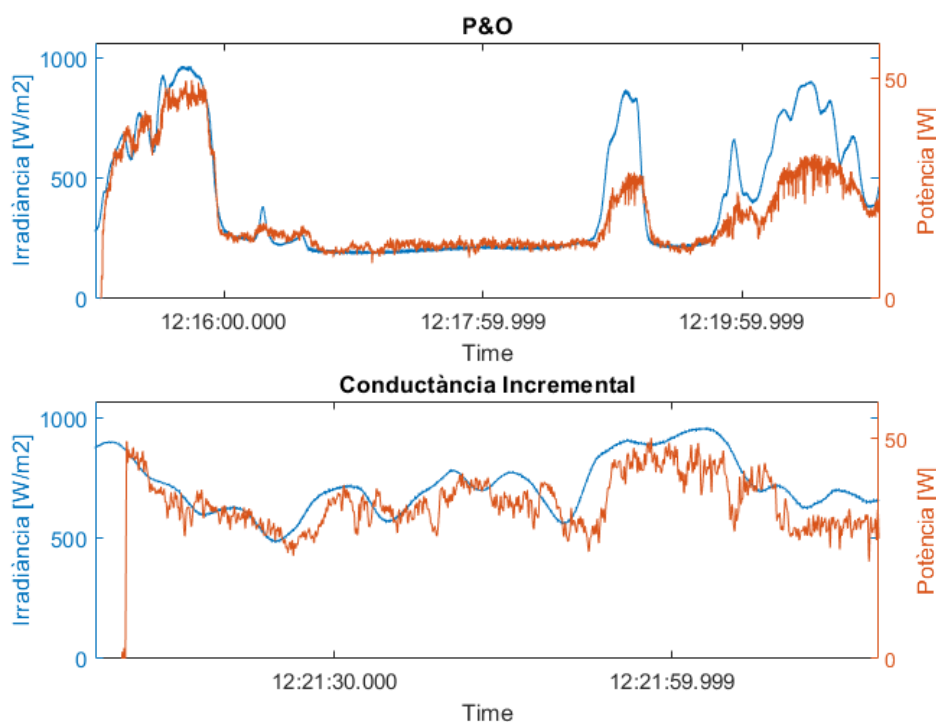


FIGURA 71 TEST DE VELOCITAT DE RESPOSTA

Com es pot observar en aquest test, els dos mètodes són capaços de seguir amb certa rapidesa el canvi del punt de màxima potència. Tot i així, cal comentar que el mètode P&O en certs punts de irradiació màxima, no és capaç de generar la màxima potència.

Per altra banda, el mètode de conductància incremental sí que és capaç de generar la màxima potència en funció de cada irradiació solar, amb l'inconvenient de que té unes oscil·lacions d'alta freqüència degut a que, com ja s'ha comentat a l'apartat anterior, és més sensible al soroll.

## 5. PRESSUPOST

El pressupost del projecte portat a terme es divideix en dos blocs principals: els costos associats a l'adquisició del material necessari, i els costos d'enginyeria associats al desenvolupament del projecte en qüestió.

### **COSTOS MATERIALS**

Així mateix, els costos materials es divideixen al seu torn en tres subgrups: els components relacionats amb la plataforma d'adquisició de dades (Raspberry, ADC, sensors...), els elements necessaris per a la construcció del convertidor reductor (MOSFET, *driver*, inductor...) i finalment els materials utilitzats per al muntatge del dispositiu (perns, cablejat, xapa...).

*TAULA 13 DESPLEGAMENT DELS COSTOS MATERIALS*

COSTOS CONVERTIDOR BUCK	30.077
COSTOS EQUIP DE CONTROL	46.932
COSTOS MUNTATGE	29.51
<b>COSTOS MATERIALS TOTALS</b>	<b>106.519</b>

## COSTOS DE DESENVOLUPAMENT

Per altra banda, es tenen en compte també els costos de desenvolupament o enginyeria que es calculen a partir de la divisió de tasques que s'han portat a terme.

TAULA 14 DESPLEGAMENT DELS COSTOS DE DESENVOLUPAMENT

BLOC	TASCA	Preu/ hora [€/h]	HORES	TOTAL [€]
CONVERTIDOR BUCK	Càlcul i selecció de components	30	20	600
	Muntatge del convertidor	30	30	900
	Proves amb el convertidor i resolució de problemes	30	45	1350
PLATAFORMA RASPBERRY PI V.2	Configuració inicial de Raspberry PI 2	30	10	300
	Generació de PWM per Hardware	30	8	240
	Disseny i selecció dels sensors	30	8	240
	Disseny i selecció de l'ADC	30	5	150
	Muntatge del sistema de recollida de dades i proves	30	20	600
	Millora de la qualitat del sistema de mesura	30	25	750
	Prgramació d'algoritmes MPPT	30	6	180
PROVES EXPERIMENTALS	Configuració del <i>datalogger</i>	30	20	600
	Proves finals amb la plataforma experimental	30	45	1350
	Maneig de dades i generació de resultats	30	25	750
	Treball associat a la generació dels documents del projecte	30	60	1800
<b>TOTAL:</b>			<b>327</b>	<b>9810</b>

El salari horari d'aquests costs s'han definit a partir del sou mitjà d'un tècnic de laboratori electrònic actual.

Per altra banda, els costos totals (materials + desenvolupament) del present projecte serien d'uns 9917€.

## 6. ASPECTES TEMPORALS

Al començament d'aquest projecte s'havia plantejat la següent programació temporal:

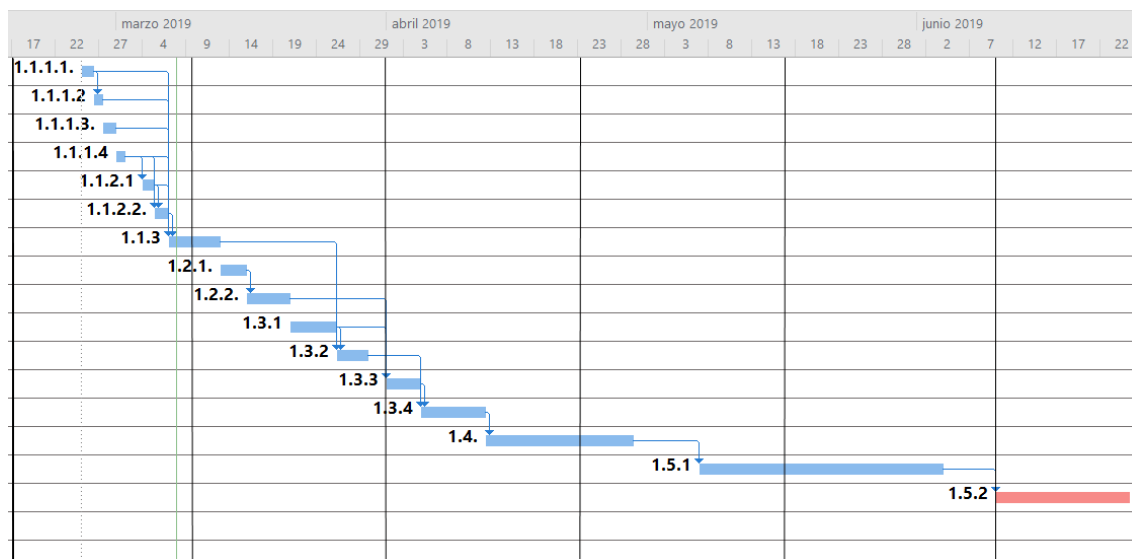


FIGURA 72 DIAGRAMA INICIAL DE GANTT

Posteriorment, s'han anat trobant certes dificultats i retards que han provocat una modificació del diagrama de Gantt de la fig. 72. Es pot comprovar la nova distribució temporal portada a terme a la fig. 73.

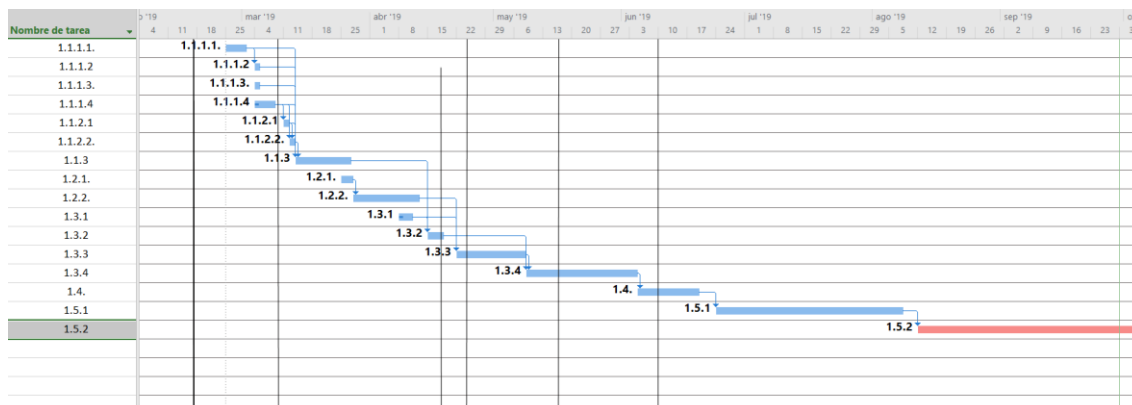


FIGURA 73 DIAGRAMA FINAL DE GANTT

## 7. CONCLUSIONS

La realització d'aquest treball ha permès fer un estudi amb considerable detall sobre les possibilitats que la tecnologia de codi obert *Raspberry PI* ofereix per a aplicacions relacionades en sistemes fotovoltaics, i més concretament, a l'aplicació de mètodes i algorismes del seguiment del punt de màxima potència per a panells solars.

Per començar s'ha realitzat el disseny i la construcció d'un convertidor reductor pensant en que aquest havia de ser controlat a través de la plataforma *Raspberry PI v.2*. S'ha comprovat el seu funcionament i s'han obtingut uns bons resultats de conversió de voltatges.

En segon lloc, s'ha dissenyat el sistema que permetria fer el tancament del llaç de control, és a dir, els sensors, el convertidor analògic a digital, entre d'altres elements. En aquest punt, s'han trobat certs problemes relacionats amb el soroll que l'ADC detectava provinent de dues fonts diferents: la pròpia commutació del convertidor, i la xarxa elèctrica. S'han aconseguit reduir significativament aquestes imperfeccions prenent una sèrie de mesures efectives.

Per altra banda, en relació al miniordinador utilitzat es poden fer una sèrie de comentaris i conclusions en quant al seu funcionament amb la plataforma experimental. Per començar, degut a que la *Raspberry PI* és realment un ordinador, sempre es troba executant el sistema operatiu *Raspbian*. Això significa que mentre s'implementen els algorismes MPPT programats, la targeta es troba realitzant altres tasques que el sistema operatiu requereix. Tot això implica una pèrdua de la capacitat de presa de mostres i de la velocitat d'execució dels algorismes. Tot i així, la velocitat a la que s'han pogut aplicar els algorismes MPPT és considerablement gran: tarda entre 10ms i 20ms cada execució.

En últim terme, també han quedat demostrats els avantatges d'utilitzar un aparell amb sistema operatiu per a l'aplicació estudiada: accés i control remot, ja sigui via xarxa local, VPN o a través del mateix Internet, facilitat de recollida de dades i possibilitat de construir gràfiques amb aquestes dades utilitzant el llenguatge de programació *Python*.

### FUTURES RECOMANACIONS

Per concloure, com a ampliació a aquest projecte es podrien estudiar certs temes i funcionalitats que no s'han portat a terme en aquest estudi i que serien de gran interès.

Per començar, en el present projecte s'ha estudiat únicament la configuració utilitzant un convertidor reductor, per això, es podria analitzar la viabilitat de construir el mateix sistema però amb una altra tipologia de convertidors i bateries (convertidors *boost*, *Sepic*, bateries de major tensió...)

Per altra banda, un dels objectius d'aquest projecte era el de implementar dos tipus d'algorismes *MPPT*. Com ja s'ha exposat en el capítol de l'Estat de l'Art, existeixen multitud d'algorismes diferents. Per això, caldria provar també, altres tipologies d'aquests mètodes amb el sistema per a investigar quina podria ser la tècnica que millor s'integra amb la plataforma *Raspberry*. A més, caldria provar els algorismes amb llenguatges de programació de més baix nivell que *Python*.

Per acabar, cal comentar que els resultats obtinguts han estat significativament bons, tot i que, com s'ha visualitzat i comentat en el capítol dels resultats experimentals, el sistema no sempre actua d'una forma completament fiable. Un estudi encarregat d'investigar d'on provenen aquestes imperfeccions i acabar de "polir" el sistema permetria un magnífic avanç en el camp.

## REFERÈNCIES

1. VERMA, Deepak, NEMA, Savita, SHANDILYA, A. M. and DASH, Soubhagya K. Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2016. Vol. 54, p. 1018–1034. DOI 10.1016/j.rser.2015.10.068. Available from: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.068>
2. HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. [no date]. ISBN 8420531790.
3. DIALLO, Mamadou. Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge. [online]. 2018. No. August, p. 1–10. Available from: <http://www.ti.com/lit/an/slva887/slva887.pdf>
4. ADAMS, Jonathan. Bootstrap Component Selection For Control IC's. [online]. Available from: <http://www.irf.com/technical-info/design/tp/dt98-2.pdf>
5. ROHM SEMICONDUCTOR. Calculation of Power Loss (Synchronous) No.AEK59-D1-0065-2. [online]. 2016. P. 1–4. Available from: [https://d1d2qsb18m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/power\\_loss\\_appli-e.pdf](https://d1d2qsb18m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf)
6. MÉNDEZ, Alfonso. Disipadores térmicos para dispositivos electrónicos. [online]. 2016. Available from: [http://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/pdf/disipadores\\_termicos.pdf](http://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/pdf/disipadores_termicos.pdf)
7. *Application Note AN-978 "HV Floating MOS-Gate Driver ICs"* [online]. 2007. Available from: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV\\_Floating\\_MOS\\_Gate\\_Drivers-ApplicationNotes-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a)
8. Web oficial de Raspberry. [online]. Available from: <https://www.raspberrypi.org/>
9. Using the Raspberry Pi hardware PWM timers. [online]. Available from: <https://jumpnowtek.com/rpi/Using-the-Raspberry-Pi-Hardware-PWM-timers.html>
10. ACS715 Current Sensor Carrier 0 to 30A. [online]. Available from: <https://www.pololu.com/product/1186>
11. ALPHAWIRE. Understanding Shielded Cable. [online]. P. 1–5. Available from: <https://www.mouser.com/pdfdocs/alphawire-Understanding-Shielded-Cable.pdf>
12. BOUTOUBA, Mohamed, OUGLI, Abdelghani El, MIQOI, Sabah, TIDHAF, Belkassem, SYSTEMS, Electrical, PI, Raspberry, SYSTEMS, Photovoltaic and SEPIC, Using. Keywords: Voltage control system, Photovoltaic system, DC DC power converters, SEPIC Converter, Raspberry Pi 3 Board, PID controller, PI Fuzzy logic controller. . 2017.
13. HSU, Eric and YUAN, Arunita Kar John. Solar-Powered Lithium-Ion Battery Charger with USB Connector. . 2015.
14. XIE, By Manjing. How to select input capacitors for a buck converter. . 2016.
15. MICROCONTROLLER DIVISION APPLICATIONS. APPLICATION NOTE AN1636 "UNDERSTANDING AND MINIMISING ADC CONVERSION ERRORS." . P. 1–42.
16. BELKAID, Abdelhakim, COLAK, İlhami and KAYISLI, Korhan. Implementation of a modified P & O-MPPT algorithm adapted for varying solar radiation conditions Implementation of a modified P & O-MPPT algorithm adapted. *Electrical Engineering*. 2016. No. December 2017. DOI 10.1007/s00202-016-0457-3.

17. BOILEAU, H. 7. Electric Characteristics of Photovoltaic Cells and Modules. *Université de Bordeaux* [online]. Available from:  
[http://www.labri.fr/perso/billaud/Helios2/resources/en07/Chapter\\_7\\_EN.pdf](http://www.labri.fr/perso/billaud/Helios2/resources/en07/Chapter_7_EN.pdf)



## BIBLIOGRAFIA DE FIGURES

1. LA CÉLULA SOLAR. [En línea]  
[http://www.ujaen.es/investiga/solar/07cursosolar/home\\_main\\_frame/03\\_celula/01\\_basico/3\\_celula\\_04.htm](http://www.ujaen.es/investiga/solar/07cursosolar/home_main_frame/03_celula/01_basico/3_celula_04.htm).
2. [En línea] <https://pvpmc.sandia.gov/modeling-steps/2-dc-module-iv/diode-equivalent-circuit-models/>.
3. [En línea] <https://image.slidesharecdn.com/2011-07-20-ncn-sc01-lundstrom-120601170512-phpapp02/95/solar-cells-lecture-1-introduction-to-photovoltaics-54-728.jpg?cb=1338570477>.
4. [En línea] [es.wikipedia.org](http://es.wikipedia.org).
5. Hart, Daniel W. *Electrónica de Potencia*.
6. International Rectifier. Data Sheet No. PD60146 Rev O.
7. Intersil. DataSheet IRF540N.
8. RS Components. [En línea] <https://es.rs-online.com>.
9. BRICOMART. [En línea] <https://www.bricomart.es/chapa-aluminio-perforada-600-x-1000-x-0-8-mm.html>.
10. International Rectifier. Application Note AN-978 - HV Floating MOS-Gate Driver ICs.
11. [En línea]  
[http://www.practicasonarduino.com/manualrapido/un\\_caso\\_especial\\_seales\\_pwm.html](http://www.practicasonarduino.com/manualrapido/un_caso_especial_seales_pwm.html).
12. [En línea] <http://linuxgizmos.com/raspberry-pi-model-b-plus-adds-usb-ports-expansion-pins/>.
13. [En línea] <https://blascarr.com/raspberry-gpio-with-python/>.
14. [En línea] <https://developer.electricimp.com>.
15. [En línea] <http://www.circuitbasics.com/wp-content/uploads/2016/01/Introduction-to-UART-Packet-Frame-and-Bits-2.png>.
16. Pololu. [En línea] <https://www.pololu.com/product/1186>.
17. *Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation*. Deepak Verma, SavitaNema, A.M.Shandilya, SoubhagyaK.Dash. 2015.